

SÉRIE : B

N° D'ORDRE : 52

N° DE SÉRIE : 44

THÈSE

présentée devant

L'UNIVERSITÉ DE RENNES

U. E. R. Structure et Propriétés de la Matière

pour obtenir

Le Titre de Docteur-Ingénieur

par

GOULIHI GREKOU

Antenne directive à rayonnement de révolution du type spirales
équiangulaires planes avec réflecteur conique, isolée ou
encastrée dans une structure.

Soutenue le 13 Juin 1975 devant la Commission d'Examen

MM. G. DUBOST

Professeur à l'Université de Rennes

J. MEVEL

Professeur à l'Université de Rennes

G. MARGIER

Ingénieur Général au S.C.T.I.

D. S. ZISLER

Ingénieur en Chef à la Thomson-C.S.F.

Président

Examineurs



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41551505_0011

SÉRIE : B
N° D'ORDRE : 52
N° DE SÉRIE : 44

THÈSE

présentée devant

L'UNIVERSITÉ DE RENNES

U. E. R. Structure et Propriétés de la Matière

pour obtenir

Le Titre de Docteur-Ingénieur

par

GOULIHI GREKOU

Antenne directive à rayonnement de révolution du type spirales
équiangulaires planes avec réflecteur conique, isolée ou
encastree dans une structure.

Soutenue le 13 Juin 1975 devant la Commission d'Examen

MM. G. DUBOST	Professeur à l'Université de Rennes
J. MEVEL	Professeur à l'Université de Rennes
G. MARGIER	Ingénieur Général au S.C.T.I.
Dr S. ZISLER	Ingénieur en Chef à la Thomson-C.S.F.

Président

Examineurs

1881

1881

UNIVERSITEIT DE LEIDEN

LIBRARY

1881

UNIVERSITEIT DE LEIDEN



1881

UNIVERSITEIT DE LEIDEN

1881

UNIVERSITEIT DE LEIDEN

UNIVERSITE DE RENNES

U.E.R. SCIENCES ET PHILOSOPHIE

Doyens Honoraires

M. MILON Y.
M. TREHIN R.
M. SCHMITT M.
M. LE MOAL H.
M. MARTIN Y.
M. BOCLE J.

Professeurs Honoraires

M. FREYMANN R.
M. HAGENE P.
M. ROHMER R.
M. TREHIN R.
M. SALMON - LEGAGNEUR F.
M. des ABBAYES H.
M. MILON Y.

Maîtres de Conférences Honoraires

M. GRILLET L.
M. LECRECQ A.

Mathématiques

Professeurs

M. GUERINDON Jean
M. METIVIER Michel
M. GIORGIUTTI Italo
M. TOUGERON Jean-Claude
M. MIGNOT Alain
M. HOUDEBINE Jean
M. KEANE Michaël
M. BOULAYE Guy

Maîtres de Conférences & Chargés de Cours

M. BERTHELOT Pierre
M. BREEN Lawrence
M. CAMUS Jacques
M. CONZE Pierre
M. FERRAND Daniel
M. GUIVARC'H Yves
M. LE GOUPIL Jean
M. LERMAN Israël
M. NEDELEC Jean-Claude
M. TRILLING Laurent
M. VERJUS Jean-Pierre

Physique

M. VACHER Michel
M. VIGNERON Léopold
M. LE BOT Jean
Mme ROBIN née SALOMOND
M. ROBIN Stéphane
M. LE MONTAGNER Serge
M. MEVEL Jean-Yves
M. MEINNEL Jean
M. REGENSTREIF Edouard
M. BRUN Pierre
M. LE ROUX Emile
M. DUBOST Gérard
M. ARQUES Pierre-Yves
M. HAEUSLER Claude
M. NUSIMOVICI Michel

M. GUIDINI J.
M. DECAMPS E.A.

Professeurs

Maîtres de Conférences & Chargés de Cours

Chimie

M. VENE Jean
M. LE MOAL Henri
M. LEVAS E.
M. PELTIER Daniel
M. PRIGENT J.
M. FOUCAUD André
M. LANG Jean
M. CARRIE R.
M. GUERILLOT Claude-Roger
M. KERFANTO Michel (E.N.S.C.R.)
M. DABARD René
M. GRANDJEAN Daniel
M. LUCAS Jacques
M. MARTIN Guy

M. TALLEC André

Chimie Biologique

M. JOUAN Pierre
M. DUVAL Jacques

Géologie

M. COGNE Jean
Mlle DURAND Suzanne
M. BOILLLOT Gilbert

M. HAMEURT Jean-Marie
M. LARDEUX Hubert

Zoologie

M. RICHARD Gaston
M. MAILLET Pierre
M. RAZET Pierre
M. FOLLIOT Roger
M. ALLEGRET Paul
M. MANIEY Jacques
M. JOLY Jean-Marie
M. LEFEUVRE J.C.

M. CALLEC Jean-Jacques

Botanique

M. VILLERET Serge
M. CLAUSTRES Georges
Mlle GOAS Gabrielle
Mlle GOAS Marie
Mme LEMOINE Cécile

M. TOUFFET Jean

Philosophie

M. ORTIGUES Edmond

M. JACQUES Francis
M. BEYSSADE Jean-Marie

A ma femme.

A mes parents.

A tous les miens.

A tous mes amis.

Tout au long de ce travail, j'ai bénéficié du soutien actif et constant, des conseils et de l'expérience de Monsieur le Professeur G. DUBOST. Je tiens à l'en remercier et à lui exprimer toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

J'exprime ma respectueuse reconnaissance à Monsieur le Professeur J. MEVEL pour avoir bien voulu s'intéresser à ce travail.

Je remercie Monsieur G. MARGIER, Ingénieur Général au S.C.T.I. et Monsieur le Docteur S. ZISLER, Ingénieur en chef à la Thomson-C.S.F. pour avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les chercheurs du Laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont toujours témoignée et en particulier à Monsieur A. MADANI pour toute l'aide que j'ai trouvée auprès de lui au cours de ces travaux.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et mes remerciements à tous les collaborateurs techniques : M. FRIN, Mme HALOPAU, M. HAVOT, Mme LEMOINE, MM. NICOLLE, RAGOT et VALLEE, sans la compétence et le dévouement desquels ce travail purement expérimental n'aurait pas été possible.

S O M M A I R E.

1 - INTRODUCTION.

2 - GENERALITES.

2.1 - Généralités sur les spirales équiangulaires planes.

2.1.1 - Définition d'une spirale équiangulaire plane épaisse.

2.1.2 - Modes d'excitation.

2.2 - Rappels.

2.3 - Dispositifs expérimentaux.

2.3.1 - Mesure des diagrammes de directivité.

2.3.2 - Mesure du gain.

2.3.3 - Mesure du rapport d'ellipticité.

2.3.4 - Mesure de l'impédance.

2.3.5 - Mesure du courant.

3 - ANTENNE SPIRALE EQUIANGULAIRE PLANE A REFLECTEUR CONIQUE ISOLEE.

3.1 - Description de l'antenne.

3.1.1 - Les spirales équiangulaires planes épaisses.

3.1.2 - Le réflecteur conique.

3.1.3 - Le système d'alimentation.

3.2 - Résultats expérimentaux : recherche de l'angle optimum du cône réflecteur.

3.2.1 - Rapport d'ellipticité dans l'axe.

3.2.2 - Etude des diagrammes de directivité.

3.2.3 - Influence du diamètre de la base du cône réflecteur.

3.2.4 - Mesure du gain.

3.3 - Interprétation.

3.3.1 - Présentation des résultats de la mesure du courant.

3.3.2 - Explication de la limitation de la bande passante.

3.3.3 - Rendement de l'antenne.

4 - ANTENNE SPIRALE EQUIANGULAIRE PLANE A REFLECTEUR CONIQUE ET A CAVITE, ENCASTREE DANS UNE STRUCTURE.

4.1 - Sélection de différents modèles rayonnants par l'examen du gain maximum dans l'axe.

4.1.1 - La base du cône est égale à 300 mm :
C(300, 300, var, var, 300).

4.1.2 - La base du cône est égale à 180 mm :
C(180, 180, var, var, 180).

4.1.3 - La base du cône de diamètre 180 mm est prolongée par un plan réflecteur de 300 mm.

4.2 - Résultats expérimentaux.

4.2.1 - Etude de l'antenne encastrée dans une cavité correspondant à un cône de base 180 mm, un diamètre de 180 mm, une profondeur de 37 mm avec et sans contrepoids.

4.2.2 - Etude de l'antenne encastrée dans une cavité correspondant à un cône réflecteur de base 140 mm, un diamètre de 140 mm, une profondeur de 29 mm avec un contrepoids de 440 mm :
C(140, 140, 0, 29, 440).

4.2.3 - Etude de l'antenne encastrée dans une cavité correspondant à un cône réflecteur de base 180 mm prolongée par un plan de 300 mm, un diamètre de 300 mm, une profondeur de 100 mm avec ou sans contrepoids : C(180, 300, 63, 37, 300), C(180, 300, 63, 37, 600).

4.2.4 - Comparaison des résultats.

4.3 - L'adaptation.

4.3.1 - Choix du plan de mesure de l'impédance.

4.3.2 - Résultats expérimentaux.

4.4 - Interprétation.

4.4.1 - Antenne encastrée de configuration C(180, 300, 63, 37, 300), ou C(180, 300, 63, 37, 600).

4.4.2 - Antenne encastrée de configuration C(140, 140, 0, 29, 440).

5 - EXTENSIONS - APPLICATIONS.

5.1 - Projet d'élargissement de la bande passante vers les hautes fréquences.

5.2 - Système de goniométrie.

5.3 - Source d'illumination d'un paraboloïde.

6 - CONCLUSION.

L I S T E D E S S Y M B O L E S .

λ	:	Longueur d'onde.
λ_M	:	Longueur d'onde correspondant à la fréquence inférieure de fonctionnement de l'antenne.
λ_m	:	Longueur d'onde correspondant à la fréquence supérieure de fonctionnement de l'antenne.
N	:	Nombre de brins.
m	:	Indice du mode d'excitation.
θ_0	:	Demi-angle au sommet du cône réflecteur.
μ	:	Angle en un point donné du rayon vecteur et de la tangente en ce point à la spirale.
δ	:	Largeur angulaire d'un brin épais.
r_0	:	Rayon de la zone d'alimentation.
L	:	Longueur d'un brin.
c	:	Constante d'une spirale épaisse.
R	:	Rayon du brin.
$\tau(\text{dB})$	:	Rapport d'ellipticité en dB.
F	:	Fréquence.
$\theta_{3\text{dB}}$	:	Ouverture totale à 3 dB du lobe principal.
$\pm \Delta\theta_{3\text{dB}}$	:	Variation maximale de l'ouverture totale.
S	:	Abscisse curviligne le long d'un brin.
δ_1	:	Angle de pertes d'un diélectrique.
ϵ_r	:	Permittivité électrique relative.
μ_0	:	Perméabilité magnétique du vide ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$)

1 - I N T R O D U C T I O N

En radionavigation, télécommunications spatiales ou contre-mesures, on recherche souvent des antennes à large bande, de dimensions réduites faciles à encastrer. L'expérience montre qu'il est difficile de réaliser simultanément ces deux objectifs.

En effet pour avoir des antennes réellement indépendantes de la fréquence, il est nécessaire de pouvoir les définir uniquement par des angles $|^{33}|$, ce qui suppose une structure infinie. TERRET $|^{36}|$ a mis en évidence les propriétés large bande des antennes spirales équiangulaires coniques multibrins. Les dimensions longitudinales relativement importantes de ces antennes empêchent leur insertion dans une structure.

L'utilisation des antennes spirales planes équiangulaires ou d'Archimède associées à un plan réflecteur pour les rendre unidirectionnelles a été alors envisagée $|^{30}|$. Les résultats ont montré que malgré une réduction certaine des dimensions, la présence du plan réflecteur limite sensiblement la bande passante du fait de la distance fixe des spirales à ce plan.

Pour s'affranchir de cette contrainte et avoir une antenne à large bande "plate" facile à encastrer, LORIG $|^{29}|$ et $|^{30}|$ a proposé une structure rayonnante indépendante de la fréquence constituée par une antenne spirales équiangulaires coniques à quatre brins épais placées au dessus d'un réflecteur plan qui contient le pôle d'expansion des spirales. Malgré ses dimensions réduites et de très bonnes performances, on peut faire deux observations à l'antenne de Lorig. La première, c'est que le problème de son insertion dans une cavité n'a été qu'évoqué et n'est pas résolu. La seconde concerne sa réalisation technologiquement difficile. Ces deux handicaps limitent son utilisation.

Le but de notre travail a été d'apporter une solution à ce problème. Nous avons étudié expérimentalement une antenne à quatre spirales équiangulaires planes épaisses disposées au-dessus d'un réflecteur conique. Le sommet du cône et le pôle d'expansion des spirales sont confondus. Nous proposons donc une structure "inverse" de l'étude de Lorig, mais notre antenne est de réalisation plus aisée. Le réflecteur conique conserve à l'antenne son indépendance par rapport à la fréquence. Les spirales planes en font une antenne plate facile à réaliser. Les brins épais fortement enroulés lui confèrent des propriétés de symétrie de révolution remarquables.

La complexité de la structure n'a pas encore permis une approche théorique du problème.

L'étude paramétrique a été faite sur l'antenne isolée c'est-à-dire constituée par les quatre spirales planes en présence du réflecteur conique. Ensuite, elle a été disposée dans une cavité pour constituer une antenne susceptible d'être encastrée dans une structure.

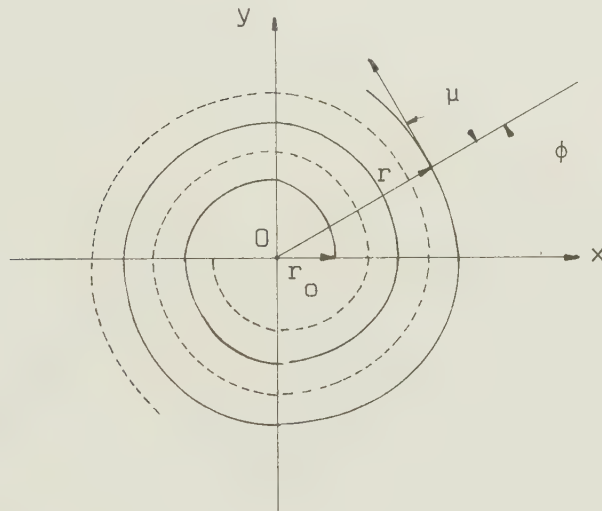
Pour interpréter le fonctionnement de l'antenne, nous avons mesuré le courant (amplitude et phase) le long des brins rayonnants tant sur l'antenne isolée que sur l'antenne encastrée.

Nous proposons enfin un certain nombre d'applications et d'extensions possibles de notre étude.

2 - G E N E R A L I T E S

2.1 - GENERALITES SUR LES SPIRALES EQUIANGULAIRES PLANES.

2.1.1 - Définition d'une spirale équiangulaire plane épaisse.



Les brins sont disposés régulièrement autour du centre ⁹ et ³⁰.
Soit N leur nombre. L'antenne ainsi constituée possède une symétrie d'ordre N, c'est-à-dire qu'une rotation d'un angle $\frac{2\pi}{N}$ autour du centre laisse la structure invariante.

La géométrie du K^{ième} brin est donnée par :

$$r = r_0 \exp a \left(\phi - \frac{2\pi K}{N} \right)$$

avec :

r = rayon vecteur,

r_0 = rayon de la zone d'alimentation,

a = constante de la spirale telle que $a = \cot \mu$,

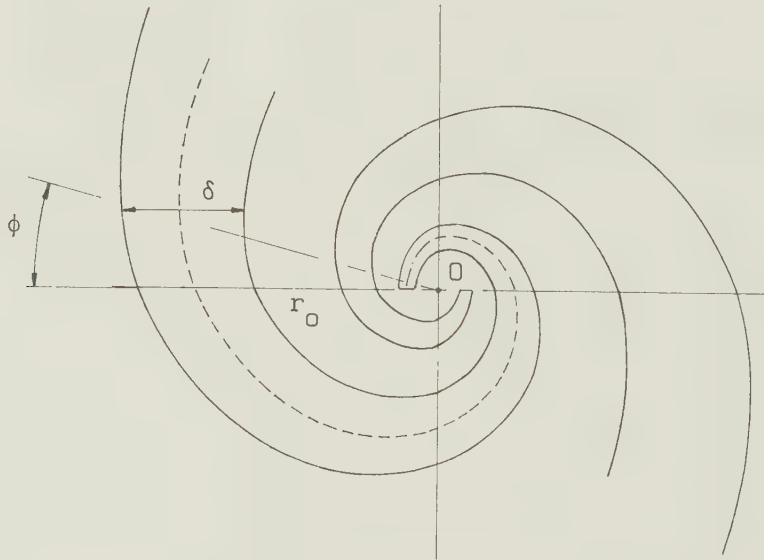
μ étant l'angle d'enroulement de la spirale, c'est-à-dire l'angle que fait en un point donné le rayon vecteur et la tangente en ce point à la spirale. Cet angle est constant, d'où le nom de spirale équiangulaire.

K = numéro du brin $K = 1, 2, \dots N$.

On désigne par antenne à brins "*minces*" une antenne dont les éléments rayonnants sont des conducteurs de rayon R constant. Si le rayon du brin croît à partir du pôle d'expansion proportionnellement au module r du rayon vecteur tel que :

$$R = c r$$

c étant une constante, on obtient une antenne à brins "*épais*". Dans ce cas, la largeur angulaire δ mesure le contour apparent du brin.



Un brin épais est délimité par les deux courbes :

$$r_1 = r_0 \exp a \left(\phi - \frac{\delta}{2} \right)$$

$$r_2 = r_0 \exp a \left(\phi + \frac{\delta}{2} \right).$$

La longueur d'un brin est donnée par :

$$L = \frac{r - r_0}{\cos \mu} = \frac{r_0}{\cos \mu} (e^{a\phi} - 1)$$

Par principe, l'antenne à brins épais est indépendante de la fréquence. La limitation aux basses fréquences est imposée par la longueur finie des brins. La fréquence supérieure de fonctionnement de l'antenne est liée à la dimension (r_0) de la zone d'alimentation. Elle est d'autant plus élevée que r_0 est faible.

2.1.2 - Modes d'excitation.

L'alimentation des spirales se fait sur un cercle de rayon r_0 . On impose que les dimensions de cette zone soient faibles par rapport à la longueur d'onde la plus faible de fonctionnement λ_m :

$$\frac{2 r_0}{\lambda_m} < 0.1.$$

Les extrémités des brins sont angulairement équidistantes, c'est-à-dire séparées les unes des autres par un angle égal à $\frac{2\pi}{N}$.

Les antennes peuvent travailler simultanément suivant $N - 1$ modes d'excitation *indépendants et symétriques* [6]. Pour le $N^{i\text{ème}}$ mode symétrique, tous les brins sont portés au même potentiel électrique. Ceci n'est réalisable physiquement que si l'antenne est placée au-dessus d'une surface conductrice jouant le rôle de masse ou contrepoids [7]. Il existe de plus un mode assymétrique où l'un des brins joue le rôle de masse.

Nous ne considérons ici que les modes symétriques.

Les modes d'excitation de base généralement utilisés sont ceux dont la phase varie progressivement autour du centre. Pour un nombre N de brins, l'excitation en mode m est définie par le vecteur courant d'excitation tel que la composante correspondant au $K^{i\text{ème}}$ brin soit :

$$\exp(2\pi j \frac{K m}{N})$$

avec $K = 1, 2, \dots N$.

Le tableau I ci-dessous donne les courants d'excitation pour une spirale à 4 brins.

:	:	:	:
:	Modes m	:	Courants
:	:	:	:
:	1	:	$\exp(j\pi\frac{K}{2}) : (j, -1, -j, 1)$
:	:	:	:
:	2	:	$\exp(j\pi K) : (-1, 1, -1, 1)$
:	:	:	:
:	3	:	$\exp(j\pi\frac{3K}{2}) : (-j, -1, j, 1)$
:	:	:	:

Tableau I | Courants des modes d'excitation d'une spirale à 4 brins.

2.2 - RAPPELS.

La distribution théorique de courant le long d'un brin rayonnant d'un système de N antennes coniques symétriques de même axe a été déterminée [30] à partir de l'équation de Hallen généralisée par MEI [39].

Chaque antenne du réseau est constituée par P brins épais ou minces parfaitement conducteurs ($P \in \{2, 4, 6, \dots\}$).

On fait les hypothèses suivantes sur les antennes couplées :

- elles ont même axe ;
- elles sont toutes excitées suivant des modes symétriques ;
- elles sont imbriquées de manière à ce qu'aucun brin de l'une ne touche un brin de l'autre.
- les P brins sont soit des fils de rayon constant, soit des fils "épais".

On suppose que leur épaisseur est assez faible pour répondre aux conditions dites des "antennes à fils minces". En effet, l'application de l'équation de Hallen exige que la densité de courant soit uniforme le long de la périphérie de toute section du fil. Pour cela, on doit avoir : $k_0 R \leq 0.2$, avec :

$$k_0 = 2\pi/\lambda_0 \text{ constante de propagation en espace libre}$$

R = rayon du brin.

Pour des brins épais, on vérifiera dans chaque cas que cette condition est réalisée dans la zone de rayonnement principal de l'antenne. Il se peut, en effet, qu'il n'en soit pas ainsi en bout de brins, mais l'erreur est négligeable si le courant, au point considéré, est très faible.

D'après les définitions des modes d'excitation et la symétrie du réseau, on peut, sur chaque antenne, grouper les P brins en paires portant des courants d'amplitude égale mais de phase opposée. Chaque paire correspond à des brins diamétralement opposés. Elle constitue un fil unique de longueur $2L_p$ alimenté en son centre par un saut de potentiel correspondant à une excitation en tension V_p^n : $p \in \{1, 2, 3, \dots, P/2\}$

Sur chaque fil d'indice p de la $n^{\text{ième}}$ antenne - désigné par fil (n, p) - on prend, un système de coordonnées cylindriques curvilignes.

Considérons deux fils (n, p) et (l, q) . On désigne par :

- s_q^l l'abscisse curviligne en un point M' de la ligne moyenne du fil (l, q) ,

- s_p^n l'abscisse curviligne en un point M de la surface du brin d'ordre p de la $n^{\text{ième}}$ antenne.

On suppose que, sur le fil (l, q) le courant total $I_q^l(s_q^l)$ se trouve localisé au point M' de la ligne moyenne du fil (l, q) .

Dans ces conditions, on montre [30] que la distribution du courant le long d'un brin rayonnant d'ordre p de la $n^{\text{ième}}$ antenne du réseau est donnée par le système d'équations intégrales de la forme :

$$\sum_{q=1}^{P/2} \sum_{l=1}^N \int_0^{L_q^l} I_q^l(s_q^l) F(s_p^n, s_q^l) ds_q^l = B_p^n \quad \frac{j}{0} V_p^n \sin k_0 s_p^n \quad (1)$$

$F(s_p^n, s_q^l)$ est une fonction de la distance entre les points $M(s_p^n)$ et $M'(s_q^l)$.

Z_0 = impédance caractéristique du vide,

B_p^n = constantes définies par les conditions aux limites.

On a donc à résoudre en principe $P.N/2$ équations intégrales de ce type - une par fil (n, p) .

Du fait de la symétrie axiale d'ordre P du réseau, et de la symétrie d'excitation des antennes, les courants sur les brins d'une même antenne sont égaux en amplitude et présentent entre eux un déphasage connu.

Si on prend le $p^{\text{ième}}$ brin pour référence, et si l'antenne d'indice l est excitée suivant le mode m , le courant sur le $K^{\text{ième}}$ brin est donné par :

$$I_K^l = I_P^l \exp(2\pi j \frac{K m}{P}).$$

Il ne reste donc que N fonctions indépendantes I_P^l qu'on peut noter

I^ℓ à déterminer.

Le système précédent se réduit à un système de N équations intégrales qui s'écrit :

$$\sum_{\ell=1}^N \int_0^L I^\ell(s, \ell) \left[\sum_{q=1}^{P/2} \exp(2\pi j \frac{qm}{P}) \cdot F(s^n, s, \ell) \right] ds, \ell =$$

$$B^n \cos k_0 s^n - j \frac{2\pi}{Z_0} V^n \sin k_0 s^n. \quad (2)$$

$$n \in \{1, 2, 3 \dots N\}$$

Les constantes B^n sont déterminées par la condition de courant nul aux extrémités de chaque brin.

La résolution d'un tel système ne peut être que numérique. La méthode adoptée est celle de YEH [40].

L'étude du système permet de connaître outre les courants toutes les caractéristiques de rayonnement du réseau pour diverses valeurs des paramètres de définition des antennes.

Partant de l'étude générale d'un réseau de N antennes, LORIG [30] s'est intéressé à des réseaux particuliers. En effet, l'étude d'une antenne conique symétrique, placée au-dessus d'un réflecteur plan parfaitement conducteur et de dimensions infinies, se ramène, par la théorie des images électriques, à celle de deux antennes coniques symétriques de même axe, dont les courants en des points correspondants ont même amplitude mais sont en opposition de phase. Le système d'équations intégrales précédent se réduit alors à une équation unique dont la seule inconnue est $I(s)$.

$$\int_0^L I(s') \left[\sum_{q=1}^{P/2} \exp(2\pi j \frac{qm}{P}) F(s^1, s', 1) - \sum_{q=1}^{P/2} \exp(j \frac{qm}{P}) F(s^1, s', 2) \right] ds' =$$

$$B^1 \cos k_0 s^1 - j \frac{2\pi}{Z_0} V^1 \sin k_0 s^1. \quad (3)$$

L'étude de ce système permet de traiter tous les cas d'antennes spirales équiangulaires planes ou coniques, ou spirales d'Archimède placées

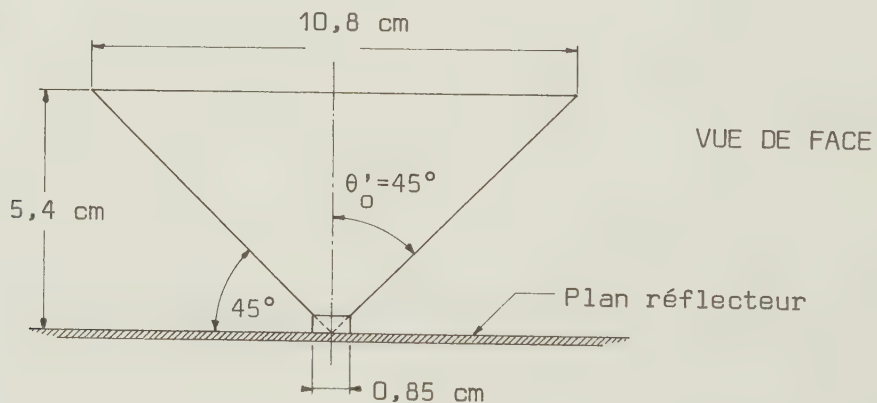
au-dessus d'un plan réflecteur.

En résolvant ce système $[30]$ - par l'examen systématique de tous les paramètres de définition de l'antenne - on a pu dégager les principales raisons de la limitation en fréquence des antennes spirales planes associées à un plan réflecteur.

Il ressort que la limitation en fréquence est essentiellement liée à la distance fixe des spirales rayonnantes au plan réflecteur. On a alors proposé un système directif du type indépendant de la fréquence, constitué par une antenne spirales coniques équiangulaires à quatre brins épais placées au-dessus d'un plan réflecteur, le pôle d'expansion du cône se trouvant dans le plan.

L'étude théorique et expérimentale de cette antenne a été faite au laboratoire $[29]$ et $[30]$. L'étude paramétrique théorique a permis de définir une antenne dont les caractéristiques de rayonnement ont été jugées convenables.

Les dimensions géométriques sont représentées sur la figure ci-dessous :



Les caractéristiques des spirales sont :

- demi-angle au sommet du cône $\theta'_0 = 45^\circ$
- angle d'enroulement du brin $\mu = 87,5^\circ$
- largeur angulaire du brin $\delta = 30^\circ$
- longueur d'un brin $L = 160 \text{ cm}$
- rayon de la zone d'alimentation $r_0 = 0,6 \text{ cm}$
- les spirales ont été excitées en mode $m = 3$.

L'antenne de dimensions réduites fonctionne entre 750 et 2000 MHz, avec un gain isotrope linéaire de 2 dB en moyenne et des ouvertures à 3 dB comprises entre 57° et 86° pour E_ϕ , 48 et 77° pour E_θ . Le rayonnement a une bonne symétrie de révolution; les variations des ouvertures sont inférieures à $\pm 11.5^\circ$ pour les deux composantes, et pour toute fréquence dans la bande passante.

Malgré d'excellentes performances et des dimensions réduites, l'antenne de Lorig a deux inconvénients qui limitent son utilisation :

1. - Elle n'a pas encore été encastrée dans une cavité,
2. - Sa réalisation pose des problèmes technologiques très délicats ([³⁰], pages 81 à 83).

Pour remédier à ces deux handicaps, nous proposons une structure "inverse" de l'étude précédente et de réalisation aisée, constituée par quatre spirales équiangulaires planes épaisses disposées au-dessus d'un réflecteur conique.

Dans notre cas, on ne peut appliquer la théorie des images électriques qui suppose la connaissance de l'image d'un point de l'antenne par rapport à un réflecteur plan. C'est l'une des principales difficultés pour une approche théorique de notre étude. C'est la raison pour laquelle le travail est exclusivement d'ordre expérimental.

Remarque. — Annuler le terme $F(s^1, s'^2)$ dans l'équation (3) revient à supprimer le plan réflecteur. On obtient une nouvelle équation :

$$\int_0^L I(s') \sum_{q=1}^{P/2} \exp(2\pi j \frac{qm}{P}) F(s^1, s'^1) ds' = B^1 \cos K_0 s^1 - j \frac{2\pi}{Z_0} V^1 \sin k_0 s^1$$

Cette équation donne la distribution de courant pour une antenne spirales à P brins isolée dans l'air. On retrouve ainsi le résultat de TERRET [³⁶].

2.3 - DISPOSITIFS EXPERIMENTAUX.

2.3.1 - Mesure des diagrammes de directivité.

On utilise l'appareillage présenté à la fig. 3.

Un générateur H.F. nivelé alimente une antenne à l'émission. A la réception, l'antenne à tester reçoit un signal qui est comparé au signal de référence par l'analyseur.

L'antenne à la réception étant dans une position donnée, il s'agit d'enregistrer, à fréquence fixe, l'énergie qu'elle reçoit en fonction de l'angle de rotation de son axe vertical pour deux polarisations linéaires. Nous les appellerons composantes E_{ϕ} et E_{θ} du champ.

2.3.2 - Mesure du gain.

On utilise de nouveau le montage de la fig. 3.

Ici, il suffit de comparer la puissance reçue par l'antenne à tester à celle reçue par une antenne étalon dont on connaît le gain. C'est la méthode classique de substitution.

2.3.3 - Mesure du rapport d'ellipticité.

La mesure se fait au moyen de l'appareillage présenté sur la figure 3.

Les antennes d'émission et de réception sont pointées l'une vers l'autre. L'antenne d'émission est fixe. Pour chaque position de l'antenne de réception autour de son axe de rayonnement maximum (tous les 10°), on enregistre le niveau d'énergie qu'elle reçoit en fonction de la fréquence. L'antenne mesurée possède une symétrie d'ordre 4. (Cf § 2.1.1). On fait tourner l'antenne à tester de 0° à 90° par pas successifs de 10° . L'enveloppe des courbes obtenues mesure le rapport d'ellipticité dans l'axe de l'antenne.

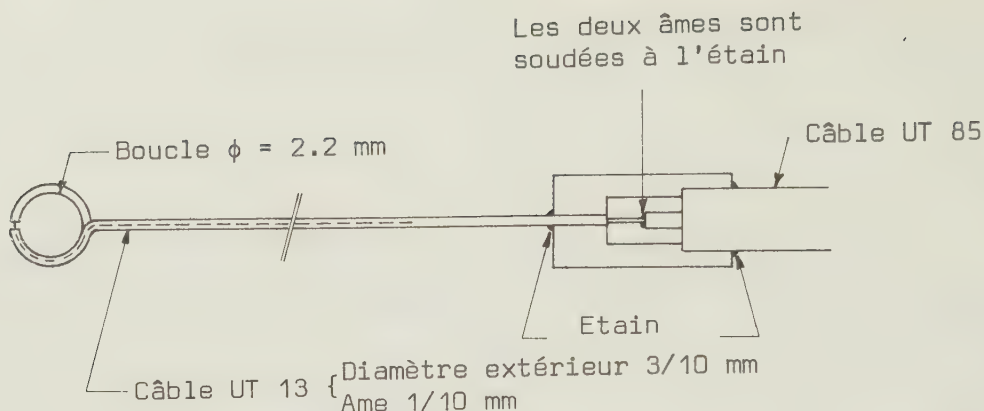
2.3.4 - Mesure de l'impédance.

Cette mesure se fait au moyen du banc de mesure de la figure 4. Un générateur haute fréquence alimente un réflectomètre. Un coupleur directionnel prélève une fraction du signal qui, après détection sert à niveler la puissance délivrée au réflectomètre. Une partie du signal alimente le système à tester (l'antenne). L'autre partie du signal sert de référence et est comparée au signal réfléchi par l'antenne. L'analyseur compare les signaux "test" et "référence" en amplitude et en phase.

2.3.5 - Mesure du courant.

Le dispositif expérimental est présenté fig. 4 bis. On utilise une sonde blindée de faibles dimensions. (Voir figure page suivante).

Cette sonde permet de mesurer le champ magnétique qui, à proximité immédiate des spirales, est proportionnel à la densité de courant. La loi de variation du champ magnétique représente donc la loi de variation du courant le long des brins.



DESSIN DE LA SONDE

La sonde est disposée à une extrémité d'un câble coaxial semi-rigide. Le câble est fixé sur un bras horizontal en isolant de telle sorte que le plan de la sonde soit toujours dans un plan vertical passant par la tangente au point de la spirale, où s'effectue la mesure. Le bras est monté sur un mât vertical fixe. Par un système de vis micrométrique, il est possible d'élever ou d'abaisser le bras, donc la sonde. Ce réglage permet de maintenir la sonde à la même distance des spirales au cours des mesures. En effet, le contact de la sonde avec tout point de la spirale est facile à repérer radioélectriquement. On relève ensuite la sonde à l'aide de la vis micrométrique d'une hauteur fixe.

L'antenne à tester repose sur un plateau horizontal. On peut la déplacer manuellement et de façon continue suivant deux directions orthogonales dans le plan horizontal au moyen de deux manivelles indépendantes. On peut ainsi amener le point où on veut mesurer le courant sous la sonde. Cette position est repérable au moyen des verniers des deux manivelles.

L'antenne est alimentée par un générateur d'ondes hyperfréquences et fonctionne à l'émission.

L'autre extrémité du câble coaxial de la sonde est reliée à un convertisseur qui compare le niveau H.F. capté par la sonde avec un niveau de référence délivré par le coupleur situé après le générateur. L'analyseur du réseau permet de faire des mesures relatives d'amplitude et de phase du signal détecté par la sonde.

3 - ANTENNE SPIRALE EQUIANGULAIRE PLANE A REFLECTEUR CONIQUE ISOLEE.

3.1 - DESCRIPTION DE L'ANTENNE.

La maquette se compose ^[18] de quatre spirales équiangulaires planes épaisses, du cône réflecteur et du système d'alimentation (cf. fig. 1a= photo d'ensemble de la maquette).

3.1.1 - Les spirales équiangulaires planes épaisses.

Chacune des quatre spirales planes a pour ligne moyenne la projection orthogonale sur un plan perpendiculaire à l'axe du cône, de la ligne moyenne des spirales équiangulaires coniques de l'étude ^[29], ^[30] et ^[31]. (Voir § 2.2).

Les caractéristiques des spirales planes sont :

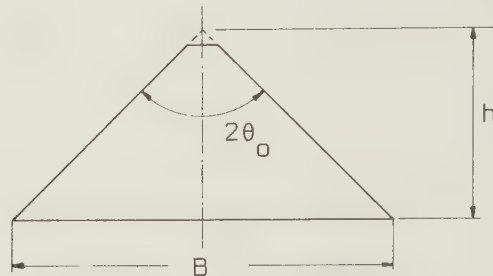
- . angle d'enroulement $\mu = 88.2^\circ$
- . largeur angulaire $\delta = 42.4^\circ$
- . rayon de la zone d'alimentation $r_0 = 0.4$ cm
- . longueur de chaque brin $L = 195$ cm.

Les spirales sont imprimées par photogravure sur une plaque en verre epoxy d'épaisseur 1.6 mm. La réalisation du circuit imprimé est décrite dans l'annexe.

Le circuit imprimé est disposé perpendiculairement à l'axe du réflecteur conique de telle sorte que le sommet du cône et le pôle d'expansion des spirales coïncident.

3.1.2 - Le réflecteur conique.

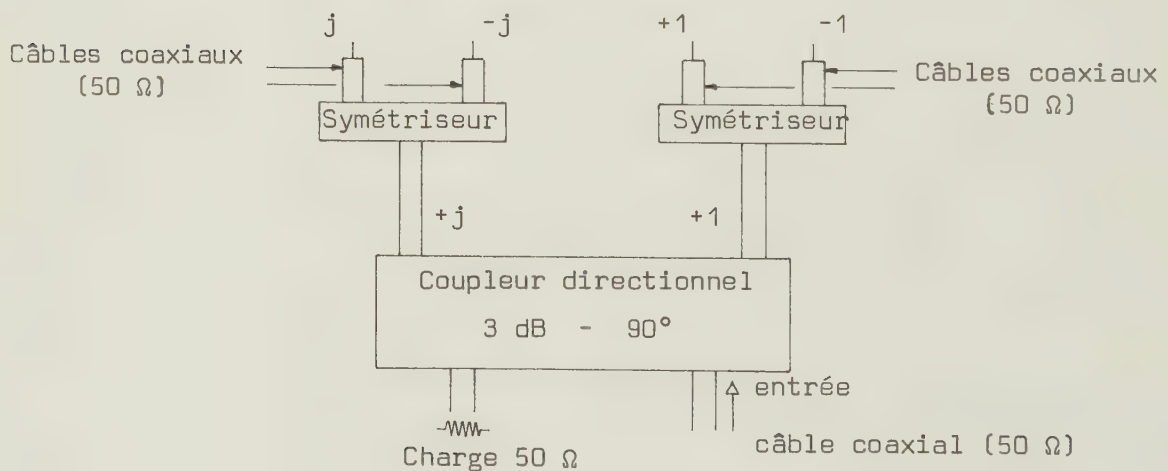
C'est un cône métallique d'angle au sommet ($2\theta_0$).



Suivant le cas, on fera varier soit l'angle au sommet ($2\theta_0$), soit le diamètre de la base. Le cône est coupé par un plan perpendiculaire à son axe près de son sommet pour permettre le passage des 4 câbles coaxiaux qui excitent les quatre spirales.

3.1.3 - Le système d'alimentation.

Il se compose : - d'un coupleur directionnel ($3\text{dB} - 90^\circ$), ayant un $R.O.S. \leq 1.2$
- de deux symétriseurs identiques.



Les symétriseurs sont à structure coaxiale et à large bande (500 - 2 300 MHz) Fig. 2. Ils ont été réalisés au laboratoire selon le principe étudié en | 32 |.

Les deux symétriseurs réalisent une transformation d'impédance de 50 à 100 Ω soit un rapport de transformation 2.

Leur R.O.S. est inférieur à 2 dans toute la bande.

Leurs performances sont résumées dans le tableau II .

	: Ecart de phase par : rapport à la valeur : théorique en degrés	: Ecart d'amplitude : par rapport à la va- : leur théorique en dB
: Un symétriseur (2 sor- : ties)	: ± 0.75	: $< \pm 0.3$
: 2 symétriseurs en pa- : rallèle (4 sorties)	: ± 1	: $< \pm 0.3$

Tableau II | Performances des symétriseurs.

La jonction entre les quatre brins rayonnants et les deux symétriseurs est obtenue à l'aide de quatre câbles coaxiaux semi-rigides dont les gaines sont reliées entre elles et qui sont disposés le long de l'axe du cône réflecteur.

3.2 - RESULTATS EXPERIMENTAUX : RECHERCHE DE L'ANGLE OPTIMUM DU CONE REFLECTEUR.

Dans la première partie de cette étude, on garde le diamètre de la base du cône réflecteur égal à 300 mm. Les spirales sont excitées en mode $m = 3$, c'est-à-dire par des courants $(-j, -1, j, 1)$ (Tableau I).

Le seul paramètre variable est le demi-angle au sommet du cône réflecteur : θ_0 .

Nous définissons la bande passante $|^{18}|$ de l'antenne comme la bande de fréquences pour lesquelles les diagrammes de directivité :

a - restent sensiblement de révolution. Pour fixer les idées, nous adoptons pour défauts de révolution acceptables ceux retenus par les études antérieures $|^{30}|$ et $|^{31}|$ (cf. § 2.2) et qui correspondent à une fluctuation de $\pm 15^\circ$ autour de la valeur moyenne pour les ouvertures à 3 dB des différents diagrammes de directivité en site.

b - ont des lobes secondaires ou de rayonnement arrière de niveau faible par exemple inférieurs à - 10 dB.

Nous présentons les résultats expérimentaux de différents tests que nous avons effectués sur l'antenne pour des valeurs de θ_0 variant tous les 5 degrés de 45 à 75 degrés.

On s'intéresse ensuite à l'influence des dimensions de la base du cône sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

On arrive enfin à un compromis entre bande passante et gain.

3.2.1 - Rapport d'ellipticité dans l'axe.

Le principe de la mesure a été donné au paragraphe 2.3.3.

Les résultats des mesures sont résumés sur la fig. 15. Ces courbes montrent que, quelque soit θ_0 , $\theta_0 \in [45^\circ, 75^\circ]$, le rapport d'ellipticité dans toute la bande de fréquences étudiées (500 - 2 000 MHz) reste toujours de l'ordre de 1 dB.

Ce résultat vérifie bien une des propriétés caractéristiques des antennes spirales équiangulaires épaisses à brins multiples, à savoir qu'elles sont polarisées circulairement.

Ce résultat important ne pourra donc constituer un critère pour le choix de l'angle optimal de cône réflecteur.

3.2.2 - Etude des diagrammes de directivité.

Les diagrammes de directivité (fig. 5 à 11) ont été mesurés selon la méthode exposée paragraphe 2.3.1.

Des diagrammes obtenus, nous avons extrait pour les différentes valeurs de θ_0 :

- l'ouverture totale à 3 dB du lobe principal (fig. 12) θ_{3dB} (degrés) pour les deux composantes E_θ et E_ϕ du champ en fonction de la fréquence.

- Les variations maximales des ouvertures totales $\pm \Delta \theta_{3dB}$ (degrés) pour les deux composantes E_θ et E_ϕ du champ en fonction de la fréquence (fig. 13). Ce sont les variations rencontrées quand on fait varier le plan de site à une fréquence donnée. Le rayonnement de l'antenne a une symétrie d'ordre 4. On a effectué pour chaque fréquence les mesures des diagrammes de directivité dans 4 plans de site (0° , 30° , 60° et 90°).

- Le maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière rapporté au maximum du lobe principal (fig. 14).

Le tableau III donne l'évolution de la bande passante de l'antenne en fonction du demi-angle au sommet θ_0 du cône réflecteur. Ce tableau résume les résultats des fig. 12 à 14.

Les résultats relatifs au cône correspondant à $\theta_0 = 45^\circ$ sont

mauvais (voir fig. 14) et n'apparaissent pas sur le tableau.

Demi-angle au sommet θ_0 du cône réflec- teur en degrés :	55	60	65	67°.5	70	75
Bande passante en MHz :	600-1000 (1:1.67)	700-1200 (1:1.71)	700-1500 (1:2.14)	700-1650 (1:2.35)	600-1450 (1:2.42)	600-1550 (1:2.59)

Tableau III | Evolution de la bande passante en fonction de θ_0 .

Le tableau III montre que la bande passante augmente quand on fait croître θ_0 alors que la fréquence basse de fonctionnement reste pratiquement inchangée. On indique dans le tableau IV que dans ces conditions (θ_0 croissant) la hauteur hors tout de l'antenne, c'est-à-dire la distance du circuit de spirales rayonnantes à la base du cône réflecteur, diminue (tableau IV : 4^e colonne, page suivante).

En outre, la fig. 14 montre que plus le demi-angle au sommet θ_0 du cône est grand, plus faibles sont les lobes secondaires. Ainsi, pour $\theta_0 = 75$ degrés, les lobes secondaires sont inférieurs à -15 dB (fig. 10) dans toute la bande, alors qu'ils sont de l'ordre de -10 dB pour $\theta_0 = 55^\circ$. (Figs. 6 et 14).

D'après les tableaux et figures cités ci-dessus, on constate que pour les cônes d'angle au sommet faible, l'antenne a une bande passante relativement faible. Nous nous intéresserons par la suite aux cônes de demi-angle au sommet supérieur ou égal à 65 degrés pour lesquels la bande passante couvre l'octave (tableau III).

Demi-angle au sommet du cône réflecteur θ_0 (degrés)	Diamètre de l'antenne seule rapporté à λ_M	Diamètre hors-tout du réflecteur rapporté à λ_M	Hauteur hors-tout rapportée à λ_M
45	0.304	0.7	0.35
55	0.260	0.6	0.21
60	0.303	0.7	0.202
65	0.303	0.7	0.163
67.5	0.303	0.7	0.144
70	0.26	0.6	0.109
75	0.26	0.6	0.080

Tableau IV

Tableau synthétique des principales caractéristiques mécaniques des cônes réflecteurs des différentes maquettes pour une base de diamètre 300 mm.

3.2.3 - Influence du diamètre de la base du cône réflecteur.

Nous donnons dans le tableau V l'évolution de la bande passante en fonction du diamètre de la base du cône réflecteur pour deux valeurs du demi-angle au sommet $\theta_0 = 65^\circ$ et 67.5° du cône.

Demi-angle au sommet θ_0 du cône réflecteur en degrés	65	67.5
180	950 - 2 000 MHz (1:2.11) Fig. 17 et 18	900 - 2000 MHz (1 : 2.22) Fig. 19 et 20
300 Voir tableau III	700 - 1500 (1:2.14)	700 - 1650 (1:2.35)

Tableau V | Evolution de la bande passante en fonction du diamètre de la base du cône réflecteur.

Du tableau V et des essais effectués, on déduit :

- Pour un angle au sommet du cône réflecteur donné, on ne change pas la largeur de la bande passante de l'antenne quand on fait varier les dimensions de la base.

- Quand on augmente le diamètre de la base du cône, on décale la bande passante vers les basses fréquences, tandis que celle-ci est décalée vers les hautes fréquences si on réduit les dimensions de la base.

Pour une base du cône de dimension importante, on observe aux fréquences élevées des perturbations dans les diagrammes de directivité qui se manifestent par :

- l'élargissement des diagrammes,
- une variation importante des ouvertures,
- de multiples lobes secondaires.

Ainsi, pour une base du cône de diamètre 300 mm, ces défauts apparaissent à partir de 1500 MHz.

Ce phénomène est repoussé plus haut en fréquence avec une base plus petite du cône réflecteur. Par contre, dans ce cas, on est limité en basse fréquence par le niveau élevé du rayonnement secondaire ou arrière du fait de la faiblesse même du contrepoids.

3.2.4 - Mesure du gain.

La méthode de la mesure a été exposée § 2.3.2.

Nous avons mesuré le gain isotrope linéaire dans l'axe pour $\theta_0 = 60, 65, 67.5, 70, 75$ degrés en fonction de la fréquence, la figure 16 donne les résultats de ces mesures et le tableau VI en donne le résumé.

Pour toutes ces mesures la base du cône réflecteur a un diamètre de 300 mm.

Demi-angle au sommet θ_0 du cône ré- flecteur en degrés	60	65	67.5	70	75
Valeur moyenne du gain isotrope linéaire en dB	0	-1	-1.5	-2.5	-3

Tableau VI | Le gain en fonction de θ_0

A ce point de l'étude, on peut faire deux observations :

- 1 - La bande passante croît si θ_0 augmente.
- 2 - Le gain est faible pour des valeurs de θ_0 trop élevées ($\theta_0 \geq 70^\circ$).

L'optimisation a consisté à faire un compromis entre la bande passante la plus large possible et le gain le plus élevé possible. L'optimum semble se situer autour de $\theta_0 = 65^\circ$. Nous avons opté pour le cône de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^\circ$. Nous avons porté sur toutes les figures précédemment citées (fig. 11 à 16) les résultats des mesures pour ce cas.

L'antenne optimisée (voir fig. 1a) est :

- à large bande : 700 - 1 650 MHz soit 1 : 2.35 ;
- à polarisation circulaire : défauts ≤ 1 dB ;
- à rayonnement de révolution : défauts inférieurs à ± 15 degrés.

Dans le tableau VII, on compare les performances de l'antenne de l'étude [30] (2^e colonne) à celles de l'antenne optimisée (3^e colonne) ($\theta_0 = 67.5^\circ$, B = 300 mm). Les caractéristiques de rayonnement de ces deux antennes sont assez voisines bien que notre antenne ait un rendement plus mauvais et une bande passante légèrement plus faible.

Type d'antenne	Antenne conique à 4 spirales équiangulaires en mode 3 disposée au-dessus d'un réflecteur d'après $ ^{30} $.	Antenne spirale équiangulaire plane épaisse à 4 brins au-dessus d'un réflecteur conique de base 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^\circ$.
Bande de fréquences en MHz.	750 - 2000 (1 : 2.67)	700 - 1650 (1 : 2.35)
Rapport d'ondes stationnaires de l'impédance d'entrée rapportée à 50 ohms.	Inférieur à 1.5	Inférieur à 1.4
Gain isotrope linéaire dans l'axe de l'antenne	≥ 0 dB, moyenne dans la bande 2 dB	≥ -3 dB, moyenne dans la bande -1.5 dB
Rapport d'ellipticité dans l'axe en dB	2	1
Extrema des ouvertures du lobe principal dans la bande en degrés. entre parenthèses: pourcentage de variation.	E_θ 48 - 77 (60 %)	52 - 74 (42.5 %)
	E_ϕ 57 - 86 (51 %)	66 - 90 (36 %)
Variation maximum des ouvertures du lobe principal à une fréquence en degrés	E_θ ± 7	± 12
	E_ϕ ± 11.5	± 15
Diamètre de l'antenne seule rapportée à λ_M .	0.27	0.303
Diamètre hors-tout du réflecteur rapporté à λ_M .	0.75	0.7
Hauteur hors-tout rapportée à λ_M .	0.135	0.144

Tableau VII | Tableau comparatif des résultats de $|^{30}|$ et de l'antenne optimisée.

3.3 - INTERPRETATION.

Les essais précédents ont permis d'optimiser les caractéristiques de rayonnement de l'antenne en faisant un compromis entre la bande passante et le gain $|^{18}|$.

La bande passante est limitée en basses fréquences par une forte poussée du rayonnement arrière et secondaire et en hautes fréquences par une importante variation des ouvertures à 3 dB, et l'élargissement des ouvertures à 3 dB surtout pour la composante E_{ϕ} (fig. 12 et 13).

Le gain accuse une chute brutale au dessous de 750 MHz et se dégrade entre 800 et 1 600 MHz. Il est d'autant plus faible que l'angle d'ouverture du cône réflecteur est élevé (fig. 16).

Pour expliquer le fonctionnement de l'antenne, il est nécessaire de connaître la loi (amplitude et phase) de distribution du courant le long des spirales rayonnantes.

3.3.1 - Présentation des résultats de la mesure du courant.

Le dispositif expérimental a été décrit § 2.3.5 et présenté figure 4 bis.

Les résultats présentés figure 36 ont été mesurés sur l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^\circ$ et de base de diamètre 300 mm.

a - Précision des mesures.

Les spirales sont excitées en mode 3, c'est-à-dire par des courants $(-j, -1, j, 1)$. Les quatre spirales sont donc parcourues par des courants d'amplitude égale. Les courants sur deux spirales consécutives seront déphasés de 90° .

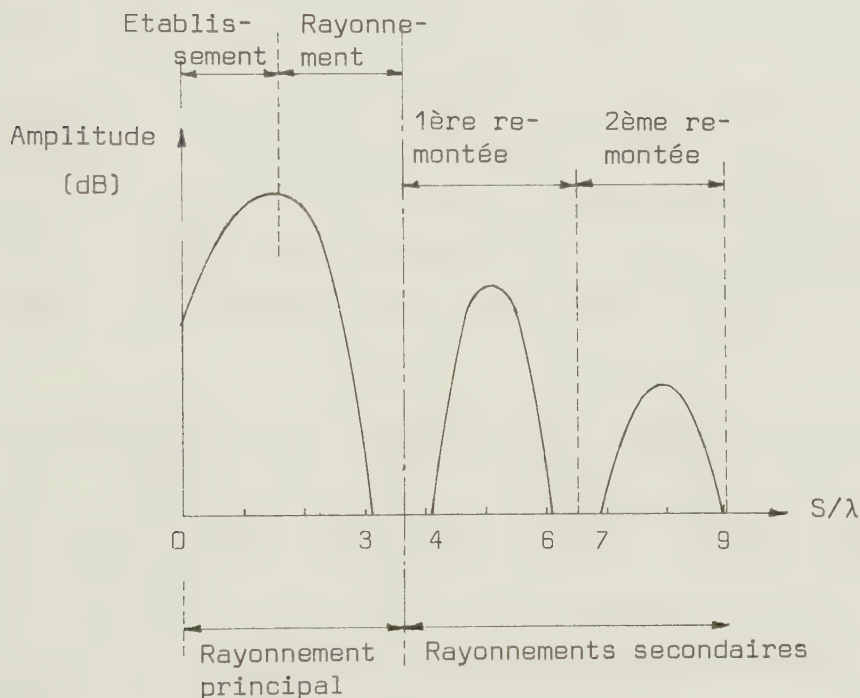
Pour apprécier la justesse de nos mesures et la qualité du système d'alimentation, nous avons cherché avant tout à vérifier si les conditions énoncées ci-dessus sont bien réalisées.

Nous présentons figure 36 a et b les résultats des mesures effectuées à 800 MHz sur les quatre spirales. Sur ces courbes, on voit que les écarts en amplitude sont de l'ordre de ± 1 dB. Le déphasage entre deux brins consécutifs est de 90° avec un écart maximum de $\pm 10^\circ$.

Ces erreurs nous paraissent correctes, compte-tenu de la précision du système d'alimentation (voir § 3.1.3).

b - Analyse des résultats.

- Les courbes d'amplitude du courant, le long des brins rayonnants, relevées lors de nos essais font apparaître différentes zones de rayonnement. On peut les schématiser par la figure ci-dessous :



- Quelle que soit la fréquence, le courant se propage à la vitesse de la lumière le long des brins : la pente de la droite moyenne de la phase en fonction de l'abscisse curviligne rapportée à la longueur d'onde correspond à la vitesse de la lumière.

Les courbes de phase présentent une discontinuité de π au

moment où l'amplitude du courant présente un "creux" important. On peut penser que ce phénomène est dû à une interférence entre deux zones de rayonnement consécutives. L'antenne est parcourue par des ondes "stationnaires".

Dans les paragraphes qui vont suivre nous allons nous servir de ces résultats et de ceux de travaux antérieurs pour expliquer le fonctionnement de l'antenne.

D'après les études antérieures sur les antennes spirales [6], [7], [17], [26], [28], [30], [36] et [37] on sait que la contribution principale au champ rayonné provient d'un certain domaine du conducteur spiralé, à l'intérieur duquel les ondes planes émises s'additionnent en phase : c'est la zone active de la spirale.

Cette zone dépend essentiellement de la fréquence d'utilisation, c'est-à-dire de la longueur de la spirale rapportée à la longueur d'onde de fonctionnement. Aux fréquences où la longueur d'onde est très petite devant la longueur du brin, la condition de phase des courants favorisant le rayonnement peut se réaliser simultanément en plusieurs zones du circuit. Au rayonnement principal vont s'ajouter des rayonnements secondaires provoqués par des remontées de courant. Il va en résulter des défauts dans les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

3.3.2 - Explication de la limitation de la bande passante.

- Aux basses fréquences (≤ 800 MHz), la deuxième zone de rayonnement commence à se former, la première zone de rayonnement ou rayonnement principal correspondant à $0 < S/\lambda < 3$. C'est pourquoi la bande passante est limitée inférieurement. En effet si S/λ est inférieur à 3 le courant n'a pas le temps de s'établir. La spirale, trop courte, est le siège d'ondes stationnaires dues à la réflexion du courant en bout du brin. Il en résulte une forte désadaptation qui provoque la chute brutale du gain aux fréquences inférieures à 750 MHz (voir fig. 16). La forte poussée du rayonnement arrière et secondaire aux fréquences inférieures est due aux faibles dimensions du réflecteur conique.

- Au fur et à mesure que la fréquence augmente la deuxième zone de rayonnement va se former (comparer fig. 36 a et c). Elle se situe

entre $S/\lambda = 4$ et $S/\lambda = 6$. Son niveau maximum relatif va également croître. Son influence sera d'autant plus sensible que la fréquence sera élevée. Au voisinage de 1 000 MHz, elle est encore faible, c'est ce qui explique la régularité des diagrammes de directivité (fig. 11) et le niveau relativement bas des variations d'ouverture à 3 dB (fig. 13) à ces fréquences.

- Aux fréquences élevées (voisines de 1 600 MHz), on note l'apparition de deux remontées de courant de niveau élevé principalement pour la première (voir fig. 36 d).

L'influence des remontées de courant sera donc déterminante ici. Leur effet est accentué du fait du changement de phase du courant de 180° aux passages des zones secondaires de rayonnement. Ce sont ces remontées qui expliquent qu'au dessus de 1 500 MHz, les diagrammes :

- sont dissymétriques ;
- s'élargissent surtout en E_ϕ (fig. 12).

Ces remontées de courant sont également à l'origine des variations importantes des ouvertures à 3 dB (fig. 13).

Tous ces défauts sur les diagrammes de directivité provoquent la dégradation progressive de la directivité donc du gain vers les hautes fréquences (fig. 16).

Après avoir expliqué les raisons des limitations de la bande passante, nous allons tenter de montrer pourquoi le rendement de l'antenne n'est pas excellent.

3.3.3 - Rendement de l'antenne.

Quelques auteurs considèrent que les zones actives d'une antenne à deux spirales très serrées correspondent grossièrement à des cercles dont la circonférence est telle que :

$$2\pi r = K \lambda.$$

K est un entier et r le rayon vecteur de la spirale au point considéré.

Pour une antenne à quatre spirales couplées la relation n'est pas aussi simple.

Si on estime que le rayonnement intervient à la fin de la zone d'établissement de courant, nos mesures montrent que cette hypothèse correspond à $S/\lambda \approx 1.5$ pour la première zone soit entre 750 MHz et 1 600 MHz : $0.35 \leq K \leq 0.42$. Nous prendrons $K \approx 0.4$ pour la première zone. La deuxième zone intervenant autour de $S/\lambda \approx 4.5$ correspond grossièrement à $K = 1$.

Nous avons déjà donné les raisons de la fluctuation de la directivité entre 800 et 1 600 MHz au paragraphe 3.3.2.

Première hypothèse : A l'intérieur de la zone d'établissement du courant limitée à une circonférence $K\lambda$ les spirales rayonnantes se comportent comme de simples lignes de transmission couplées. Tout se passe comme si l'on avait une ligne multifilaire disposée au dessus d'une surface conductrice constituée par le réflecteur conique.

Deuxième hypothèse : L'étendue de la zone d'établissement du courant va dépendre essentiellement de la fréquence d'utilisation. En effet nous avons montré l'influence des remontées de courant au voisinage de 1 600 MHz. On pourra donc étendre la "zone d'établissement" jusqu'au rayonnement secondaire en hautes fréquences.

Ainsi il y aura deux cas suivant les fréquences :

En dessous de 1 000 MHz : $K = 0.4$ et $S = 1.5 \lambda$.

Au voisinage de 1 600 MHz : $K = 1$ et $S = 4.5 \lambda$.

Si G est le gain et D la directivité de l'antenne, on a :

$$G = e D$$

e étant le facteur d'efficacité. Ce facteur englobe :

- Les pertes dues au système d'alimentation qui ont été mesurées et qui sont de l'ordre de 2 dB ;

- les pertes par désadaptation sensiblement inférieures ou

égales à 1 dB ;

- les pertes d'énergie par effet Joule dans la ligne de transmission constituée par les spirales en présence du cône réflecteur, avant le rayonnement proprement dit de l'onde.

Nous avons calculé la directivité isotrope linéaire de l'antenne en intégrant les diagrammes de directivité pour différentes valeurs de θ_0 : 60, 65, 67.5, 70, 75 degrés, pour lesquelles nous avons mesuré le gain. La fig. 21 donne les courbes de directivité isotrope linéaire en fonction de la fréquence pour les cas cités. Pour ces mêmes cas, nous avons construit les courbes de la fig. 22 donnant les pertes dans les spirales. De ces courbes moyennes, nous déduisons que les pertes sont d'autant plus élevées que θ_0 est élevé, autrement dit que les spirales sont plus proches du réflecteur (voir tableau IV).

On peut évaluer grossièrement ces pertes d'énergie dans les spirales par des calculs approchés en assimilant l'ensemble spirales-cône réflecteur à une ligne microstrip. Mais auparavant, il faut faire deux remarques :

1. - Les spirales sont gravées sur du verre epoxy dont les caractéristiques électriques sont :

$$\begin{aligned}\epsilon_r &= 4 \\ \text{tg}\delta_1 &= 3.10^{-2}\end{aligned}$$

Ce support a 1.6 mm d'épaisseur.

Le circuit imprimé va introduire des pertes de deux sortes :

- des pertes ohmiques dans le cuivre,
- des pertes diélectriques dans le verre epoxy.

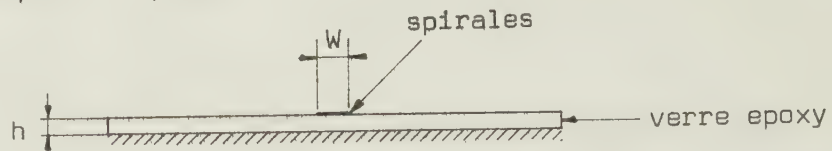
2. - Le cône réflecteur va agir sur les spirales comme une surface conductrice agit sur une ligne et va donc introduire des pertes essentiellement ohmiques [35].

A - Effet du support du circuit imprimé des spirales :

Nous rappelons que le support du circuit est en verre epoxy ($\epsilon_r = 4$, $\text{tg}\delta_1 = 3.10^{-2}$).

Nous faisons en outre l'hypothèse d'une ligne microstrip réelle

c'est-à-dire que les spirales sont gravées sur une face du support, l'autre face étant métallisée. Au point courant de la spirale, nous assimilons le réflecteur conique à un plan.



Si nous désignons par :

α_d : les pertes diélectriques

α_c : les pertes ohmiques dans le cuivre

on a d'après [22] et [41] :

$$\alpha_d = \frac{27.3}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \operatorname{tg} \delta_1 \quad (\text{dB/m})$$

$$\alpha_c = \frac{8.68}{h} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} F\left(\frac{w}{h}\right) \quad (\text{dB/m})$$

h : épaisseur du diélectrique (support du circuit imprimé) $h = 1.6 \text{ mm}$,

μ_0 : perméabilité magnétique du vide $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$,

σ : conductivité du cuivre $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ mho/mètre}$,

f : fréquence en Hz,

w : largeur de la spirale. $w = 2cr$ avec $r = r_0 e^{a\phi}$ (voir § 2.1.1),

$F\left(\frac{w}{h}\right)$ fonction de la géométrie de la structure donnée sous forme de graphes [22].

Aux fréquences où nous travaillons, $F\left(\frac{w}{h}\right) \approx 3 \cdot 10^{-2}$ avec $\frac{w}{h}$ de l'ordre de 0.2.

Les pertes totales s'obtiennent par intégration le long de la spirale. Les résultats sont résumés dans le tableau VIII. Dans ce tableau dans les deux dernières colonnes nous distinguons deux cas pour la fréquence 1 600 MHz suivant qu'on tient compte des remontées de courant ($K = 1$) ou non ($K = 0.4$).

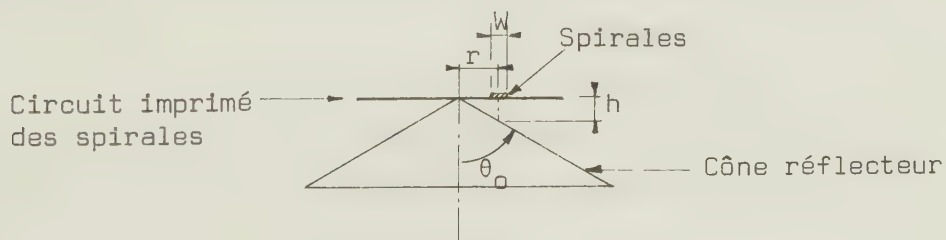
Fréquence F(MHz)	800	1 000	1 600	
			K = 1	K = 0.4
Pertes diélectriques α_d (dB)	2.5	2.5	7.7	2.5
Pertes ohmiques α_c (dB)	0.6	0.61	1.4	0.50
Pertes totales	3.1	3.11	9.1	3

Tableau VIII | Pertes diélectriques et ohmiques dues au circuit imprimé.

Les pertes diélectriques sont relativement importantes et expliquent pourquoi le rendement de notre antenne est plus mauvais que celui de l'antenne de l'étude [30] (voir tableau VII), car dans cette dernière, les spirales sont gravées sur du verre téflon diélectrique à très faibles pertes ($\text{tg} \delta_1 \approx 10^{-4}$).

B - Effet du cône réflecteur :

En réalité, on n'a pas une ligne microstrip parfaite, la face métallisée du support a été supprimée. Le circuit repose au sommet du cône réflecteur. Pour évaluer l'influence de celui-ci, nous faisons l'hypothèse suivante : les spirales sont gravées sur un support sans épaisseur et sans pertes. La configuration est alors la suivante :



Il n'y a que des pertes ohmiques dans le cuivre.

Comme précédemment, on peut écrire :

$$\alpha_c = \frac{8.68}{h} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} F\left(\frac{w}{h}\right)$$

$$h = \frac{r}{\operatorname{tg} \theta_0} \quad \text{et} \quad r = r_0 e^{a\phi} \quad \text{rayon vecteur en un point de la spirale.}$$

$$w = 2.cr$$

$$c = \frac{w_0}{2r_0} \quad \text{avec} \quad w_0 : \text{largeur du brin à l'origine (1/10 mm)}$$

$$r_0 : \text{rayon de la zone d'alimentation}$$

$$c = 1/80.$$

$$\frac{w}{h} = \frac{w_0}{r_0} \operatorname{tg} \theta_0 = 0.025 \operatorname{tg} \theta_0$$

$$\alpha_c = \frac{8.68}{r} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \operatorname{tg} \theta_0 F\left(\frac{w_0}{r_0} \operatorname{tg} \theta_0\right). \quad (\text{dB/m})$$

α_c est directement proportionnel à $\operatorname{tg} \theta_0$.

La fonction $F\left(\frac{w_0}{r_0} \operatorname{tg} \theta_0\right)$ a dû être définie par extrapolation. En effet, entre $\theta_0 = 60^\circ$ et $\theta_0 = 75^\circ$, $\frac{w_0}{r_0} \operatorname{tg} \theta_0$ passe de 0.043 à 0.094. Or, les graphes en notre possession [22] n'ont été définis que pour des lignes relativement larges soit pour $w/h \geq 0.1$. En extrapolant ces courbes, on trouve que $F\left(\frac{w_0}{r_0} \operatorname{tg} \theta_0\right)$ varie entre 4.10^{-2} et 5.10^{-2} environ.

Après intégration, la perte totale α_{CT} due au cône réflecteur est donnée par l'expression :

$$\alpha_{CT} = \frac{8.68}{\cos \mu} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \operatorname{Log} \frac{K\lambda}{2\pi r_0} \operatorname{tg} \theta_0 F\left(\frac{w_0}{r_0} \operatorname{tg} \theta_0\right)$$

Dans le tableau IX, nous résumons les résultats pour les demi-angles au sommet $\theta_0 = 60, 67.5, 75$ degrés du cône réflecteur, en distinguant à 1 600 MHz les deux cas : $K = 0.4$ et $K = 1$.

Demi-angle au sommet θ_0 du cône réflecteur en degrés	Fréquence en MHz	1 600			
		800	1 000	K = 1	K = 0.4
60	0.32	0.31	0.50	0.27	
67.5	0.45	0.43	0.70	0.38	
75	0.69	0.67	1.1	0.58	

Tableau IX | Pertes ohmiques totales en dB dues à la présence du cône réflecteur.

En réalité les pertes joule dues au réflecteur conique et au circuit imprimé des spirales sont de même nature. Une théorie plus élaborée aurait permis de déterminer le rapport qui les lie. Par la suite nous ne tenons compte que des pertes ohmiques dues au cône réflecteur.

Dans le tableau X, nous comparons les pertes totales en dB calculées P_c (dB) aux pertes totales moyennes P_m (dB) mesurées, données par les courbes de la figure 22. Les pertes P_c (dB) sont obtenues en additionnant pour chaque cas les résultats du tableau VIII (exception faite des pertes ohmiques α_c) et du tableau IX. Pour P_m (dB) nous avons dû extrapoler en prolongeant les courbes de la figure 22 pour obtenir les pertes à 1 600 MHz, sauf pour $\theta_0 = 67.5^\circ$.

Demi-angle au sommet θ_0 du cône réflec- teur en degrés.	Fréquence en MHz	800	1 000	1 600	
				K = 1	K = 0.4
60	P_c (dB)	2.8	2.8	8.1	2.8
	P_m (dB)	2.2	3.7	6.5	
67.5	P_c (dB)	2.9	2.9	8.3	2.9
	P_m (dB)	2.7	4.1	7.2	
75	P_c (dB)	3.2	3.2	8.7	3.1
	P_m (dB)	4.5	6	8.4	

Tableau X | Comparaison des pertes mesurées P_m (dB)
d'après la fig. 22 et des pertes calculées P_c (dB)
d'après les tableaux VIII et IX.

CRITIQUES DE LA METHODE ET CONCLUSION :

A partir d'hypothèses simplificatrices et de calculs approchés, nous avons pu trouver des résultats qui se rapprochent assez bien de ceux de nos mesures. En réalité, il faut quand même faire plusieurs remarques :

1 - Les pertes en général sont supérieures aux valeurs mesurées et elles sont d'autant plus proches des résultats expérimentaux que l'angle du cône est grand, donc que le circuit des spirales est plus proche du cône réflecteur. Ceci nous paraît normal. Nous avons fait l'hypothèse d'une ligne microstrip qui s'avère fausse dans le cas général. Par contre, si l'angle du cône est grand, le cône va tendre à devenir un plan et un plan qui va se rapprocher du circuit des spirales. Et l'ensemble va tendre à se comporter comme une ligne microstrip réelle, la surface du cône servant de plan de masse au support du circuit imprimé. Ceci va avoir une double conséquence. Notre hypothèse se rapprochera de la réalité. Mais surtout, le cône agira davantage sur les brins rayonnants.

Dans tous les cas, on n'a pas une ligne microstrip réelle et par nos calculs, nous avons dû majorer les pertes.

2 - Les pertes calculées se rapprochent de celles mesurées en haute fréquence si nous tenons compte des remontées de courant en étendant la zone active au rayonnement secondaire. On voit sur le tableau X que les pertes totales calculées pour $\theta_0 = 75^\circ$ à 1 600 MHz sont égales à 3.1 dB si on prend $K = 0.4$ et à 8.7 dB pour $K = 1$ alors que les pertes moyennes mesurées sont de 8.4 dB.

De cette étude, on retire deux choses :

- les pertes dans les spirales augmentent quand θ_0 augmente. Toutefois, les pertes théoriques croissent moins vite que celles mesurées,
- les pertes les plus importantes sont dues au support du circuit imprimé en verre epoxy diélectrique à pertes non négligeables.

Nous avons réussi à trouver l'angle optimum du cône réflecteur en faisant un compromis entre la bande passante et le gain isotrope linéaire. Par la mesure de la distribution du courant sur les brins rayonnants nous avons pu expliquer le fonctionnement de l'antenne. La bande passante

est limitée inférieurement par la désadaptation qui fait qu'en dessous de 750 MHz le gain chute quel que soit θ_0 et en haute fréquence par l'apparition de remontées de courant qui induisent des défauts importants dans les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

L'antenne n'est pas vraiment indépendante de la fréquence. Les ouvertures à 3 dB des diagrammes de directivité varient encore assez fortement et expliquent pour une part entre 800 et 1 600 MHz les variations de la directivité.

En assimilant avant la zone de rayonnement l'ensemble spirales - cône réflecteur à une ligne microstrip et en faisant des calculs approchés sur ce modèle, nous avons montré que le mauvais rendement de l'antenne est dû essentiellement aux pertes diélectriques dans le support en verre epoxy du circuit imprimé des spirales. Nous avons en outre montré que les pertes ohmiques dans le cuivre varient proportionnellement à la tangente du demi-angle au sommet θ_0 du cône réflecteur. C'est pourquoi le gain est d'autant plus faible que θ_0 est grand.

L'antenne optimisée, de dimensions réduites, directive, à large bande, possède un rayonnement de révolution correct et est polarisée circulairement.

4 - ANTENNE SPIRALE EQUIANGULAIRE PLANE A REFLECTEUR CONIQUE ET A CAVITE, ENCASTREE DANS UNE STRUC- TURE.

Nous avons défini dans le chapitre 3 une antenne aux dimensions relativement réduites (voir tableau IV), et à large bande. Une telle antenne à rayonnement unidirectionnel n'offre d'intérêt que si elle peut être encastrée dans une structure d'avion par exemple [4]. De nombreux auteurs se sont intéressés à l'étude théorique et expérimentale des caractéristiques de rayonnement d'antennes encastrées dans des cavités [3], [14], [15], [16], [21], [23]. Il s'agit dans ces études d'antennes à très faible bande passante et de cavités ayant des dimensions égales à au moins 2 fois la longueur d'onde. Nos résultats [38] ne pourront donc être expliqués à partir de ces travaux, mais seulement comparés à une étude antérieure [8].

L'exposé portera successivement sur :

- La sélection de différents modèles rayonnants par l'examen du gain maximum dans l'axe.
- La présentation des résultats expérimentaux détaillés pour les cas les plus intéressants d'antenne à cavité encastrée dans une structure.
- La comparaison des différentes antennes et l'interprétation des résultats.

Précédemment (§ 3.2), nous avons défini une bande passante en considérant la qualité des diagrammes de directivité (lobes secondaires faibles et bonne symétrie de révolution). L'optimisation a été obtenue en faisant un compromis entre la bande passante ainsi définie et le gain maximum dans l'axe.

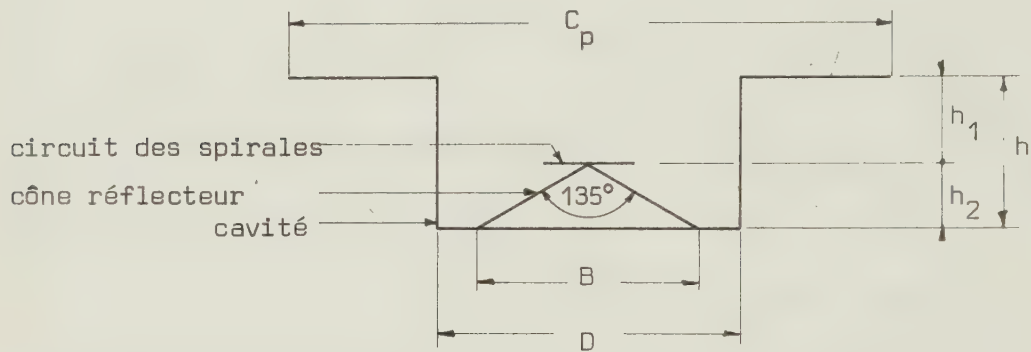
Dans ce chapitre, nous considérerons que la bande passante correspond à un intervalle de fréquence pour lequel les diagrammes de directivité sont corrects (bonne symétrie et faibles lobes secondaires) et dont la fréquence inférieure est limitée par la chute rapide du gain due à la désadaptation de l'impédance de rayonnement des spirales.

Toute l'étude se fera à partir de l'antenne isolée dont le cône réflecteur a le demi-angle au sommet θ_0 égal à 67.5° et optimisée au paragraphe 3.2.

Les spirales sont excitées en mode $m = 3$.

Repérage des cavités.

La définition géométrique de l'antenne encastrée est donnée ci-dessous :



C_p : diamètre du contre-poids simulant la structure dans laquelle l'antenne est encastrée.

B : diamètre de la base du cône.

D : diamètre intérieur de la cavité ou ouverture de la cavité.

h_1 et h_2 : donnent la position des brins rayonnants par rapport aux bords supérieur et inférieur de la cavité.

h : profondeur totale de la cavité.

La cavité est cylindrique.

Une antenne encastrée sera repérée par la suite en précisant toutes les dimensions de la cavité et du cône.

Soit : $C(B, D, h_1, h_2, C_p)$.

Toutes les dimensions seront données en mm.

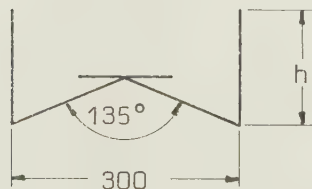
4.1 - SELECTION DE DIFFERENTS MODELES RAYONNANTS PAR L'EXAMEN DU GAIN MAXIMUM DANS L'AXE.

Nous avons cherché à sélectionner un certain nombre de modèles rayonnants en nous intéressant au gain dans la direction de l'axe de rayonnement maximum.

4.1.1 - La base du cône est égale à 300 mm : C (300, 300, var, var, 300).

L'antenne isolée ($h = 0$) a été étudiée en 3.2.

Le cône est placé dans une cavité cylindrique, fig. ci-dessous :



Quelle que soit la profondeur h de la cavité ($h \geq 62$ mm), on observe une résonance entre 1 000 et 1 400 MHz qui se situe dans la bande passante de l'antenne isolée. Cela se traduit par une chute du gain dans l'axe de l'ordre de 10 à 20 dB par rapport au gain de l'antenne isolée.

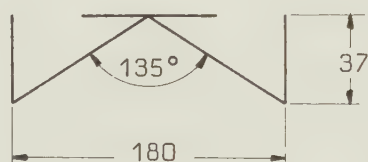
Ce modèle n'est donc pas intéressant et cela nous incite pour repousser la résonance vers les hautes fréquences à diminuer les dimensions de la cavité.

4.1.2 - La base du cône est égale à 180 mm : C(180, 180, var, var, 180).

L'étude expérimentale de l'antenne isolée ($h = 0$) correspondant à un cône de base 180 a été faite § 3.2.3. Les résultats sont résumés fig. 19 et 20. L'antenne a un gain isotrope linéaire moyen de - 3 dB.

Nous avons placé cette antenne dans une cavité cylindrique. La résonance entre 1 000 et 1 400 MHz signalée précédemment disparaît par suite de la réduction du diamètre de la cavité. Nous avons fait varier la profondeur h de la cavité et comparé le gain maximum à celui de l'antenne isolée. Il existe une profondeur $h_0 = 37$ mm pour laquelle le gain est maximum. Au-delà et en de çà de cette profondeur (variation ± 2 à 3 mm) on n'observe aucune variation importante sur le niveau d'énergie reçue. Par contre si la profondeur devient de l'ordre du double de h_0 , le gain chute.

Dans le cas optimum $h = h_0$ le circuit des spirales vient au niveau de l'ouverture de la cavité. Le gain est de 1 à 2 dB supérieur au gain de l'antenne isolée.



La cavité ainsi définie sera :

C(180, 180, 0, 37, 180) Fig. 25a

Nous avons ajouté à cette antenne un contre-poids de 400 mm, le gain s'est accru de 1 dB en moyenne. Par contre, le gain ne varie pas si on réduit davantage la base du cône. Nous avons ainsi défini deux cavités de diamètre 180 mm et 140 mm avec contrepoids.

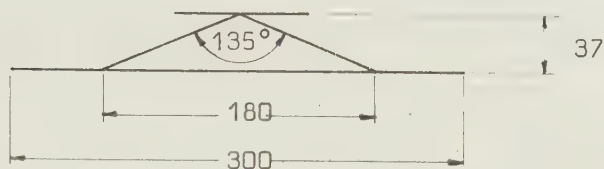
C(180, 180, 0, 37, 400) Fig. 25b

C(140, 140, 0, 29, 440) Fig. 25c

et qui seront étudiées en détail au paragraphe 4.2.

4.1.3 - La base du cône de diamètre 180 mm est prolongée par un plan réflecteur de 300 mm.

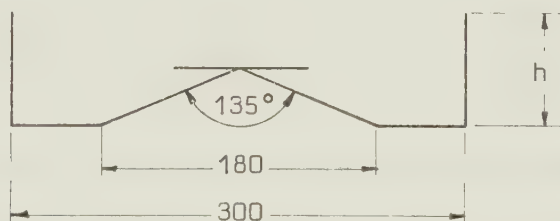
L'antenne seule correspondant à la figure ci-dessous a été



étudiée expérimentalement. Les résultats des mesures sont présentés fig. 23 et 24.

La bande passante est 750 - 1 700 MHz avec un gain isotrope linéaire de -1 dB en moyenne. Le fait d'adjoindre un contrepoids à l'antenne isolée décale la bande passante vers les basses fréquences (comparer les figures 20 et 24) et diminue les lobes secondaires ou rayonnement arrière.

Cette antenne a été placée ensuite dans une cavité cylindrique, fig. ci-dessous :



Nous avons fait varier h . On obtient un premier maximum de gain pour $h_{10} = 37$. Le gain est alors voisin des gains des précédentes cavités. Puis on trouve un autre optimum du gain de 1 à 2 dB au dessus du niveau précédent pour $h = 100$ mm.

Si $h > 100$ mm ou $h < 100$ mm le gain chute.

Le fait d'ajouter un contrepoids ne joue pas sur le gain. Ce résultat est développé § 4.2.3. Nous désignerons cette cavité par :

C(180, 300, 63, 37, 300). (fig. 25 d)

4.2 - RESULTATS EXPERIMENTAUX.

4.2.1 - Etude de l'antenne encastrée dans une cavité correspondant à
un cône de base | un diamètre de 180 mm
180 mm. | une profondeur de 37 mm avec et sans
 | contrepoids.

A) Etude de C (180, 180, 0, 37, 180). (fig. 25a).

Il n'y a pas de contrepoids. Les diagrammes de directivité sont présentés fig. 26. Les résultats des mesures sont résumés fig. 27.

L'ouverture à 3 dB du lobe principal, fig. 27a, varie de façon notable dans la bande surtout pour la composante E_{θ} .

Ainsi entre 800 et 1 700 MHz l'ouverture se situe entre 74° et 42° pour la composante E_{θ} alors qu'elle varie entre 82° et 64° pour la composante E_{ϕ} .

Au-dessus de 1 700 MHz, les variations de l'ouverture à mi-puissance à une fréquence deviennent importantes (fig. 27 b) et atteignent $\pm 20^{\circ}$ à 1 800 MHz.

Au-dessous de 800 MHz, les lobes secondaires (fig. 27c) sont assez élevés comparés au niveau moyen de la bande qui est de -18 dB.

Nous limitons la bande passante entre 800 et 1 700 MHz soit un rapport de 1 : 2.13.

B) Etude de C (180, 180, 0, 37, 400).

On adjoint un contrepoids de 400 mm à la cavité précédente pour simuler la structure dans laquelle l'antenne à cavité est encastrée.

Les résultats des mesures sont résumés fig. 28 et fig. 29. On obtient un gain isotrope linéaire (fig. 29d) de 0 dB en moyenne dans la bande soit une amélioration de 3 dB en moyenne par rapport à l'antenne isolée correspondante (fig. 20d). Le rapport d'ellipticité dans l'axe (fig. 29e) est de 0.6 dB en moyenne dans toute la bande.

Les lobes secondaires sont très bas (fig. 29c) soit -20 dB en moyenne dans la bande.

L'ouverture à 3 dB du lobe principal (fig. 29a) est quasiment indépendante de la fréquence entre 500 et 1 800 MHz pour les deux composantes

E_θ et E_ϕ du champ avec des défauts de révolution inférieurs à $\pm 2^\circ$ entre 500 et 1 200 MHz et de l'ordre de $\pm 8^\circ$ entre 1 200 et 1 500 MHz (fig. 29 b).

La bande de fréquences d'utilisation est de 800 à 1 800 MHz, soit un rapport 1 : 2.25.

L'adjonction du contrepoids (comparer les fig. 27 et 29) abaisse le niveau des lobes secondaires et rend les performances de l'antenne plus indépendantes de la fréquence.

4.2.2 - Etude de l'antenne encastrée dans une cavité correspondant
à un cône réflecteur
(Fig. 1b)

de base 140 mm un diamètre de 140 mm une profondeur de 29 mm avec un contrepoids de 440 mm : C (140, 140, 0, 29, 440) (fig. 25 c).
--

Le gain est le même que le gain de C (180, 180, 0, 37, 400). Le diamètre de 140 mm est pratiquement le plus faible que l'on puisse utiliser puisque le diamètre du circuit imprimé des spirales est de 130 mm.

L'antenne a été mesurée entre 500 et 2 400 MHz ^[38]. Le gain à 600 MHz est égal à -14 dB et décroît rapidement pour des fréquences inférieures. C'est la raison pour laquelle les résultats ont été présentés sur les fig. 30, 31 entre 600 et 2 400 MHz. L'antenne fonctionne probablement encore correctement au delà de 2 400 MHz. Elle est pratiquement indépendante de la fréquence dans toute la bande passante 900 - 2 400 MHz, soit 1 : 2.66 et possède une excellente symétrie de révolution (voir § 4.2.4).

4.2.3 - Etude de l'antenne encastrée dans une cavité correspondant
à un cône réflecteur

de base 180 mm prolongée par un plan de 300 mm un diamètre de 300 mm une profondeur de 100 mm avec ou sans contrepoids : C (180, 300, 63, 37, 300) (fig. 25 d) C (180, 300, 63, 37, 600) (fig. 1c)
--

Nous avons représenté fig. 32 et 33 les résultats des mesures effectuées sur C (180, 300, 63, 37, 300). L'antenne réalisée a 3 caractéristiques essentielles ^[38] :

- elle a un gain relativement élevé si on le compare aux autres cavités puisqu'il est de 1 à 2 dB en moyenne dans la bande (fig. 33 d).

- elle rayonne comme une ouverture circulaire avec une distribution uniforme (fig. 33 a), principalement pour les hautes fréquences (tableau XI).

Ce n'est plus une antenne indépendante de la fréquence.

- elle assure l'égalité des diagrammes de directivité dans les deux plans E et H.

La bande passante de l'antenne est comprise entre 700 et 1 200 MHz soit un rapport de 1 : 1.71. Dans toute la bande, l'antenne possède un rayonnement de révolution presque parfaite avec des défauts de $\pm 1^\circ$ en moyenne, (fig. 33b) et elle est à polarisation circulaire avec des défauts inférieurs à 1 dB (fig. 33e).

Les résultats ne changent pratiquement pas si on ajoute un contre-poids de dimensions quelconques à l'ouverture.

Nous présentons fig. 33 bis quelques résultats des mesures effectuées pour un contrepoids de 600 mm. La configuration de l'antenne est C(180, 300, 63, 37, 600) (voir fig. 1c). Nous n'avons pas donné les courbes du gain, du rapport d'ellipticité dans l'axe ni des variations des ouvertures à 3 dB du lobe principal, car on n'observe aucun changement notable par rapport aux courbes de la figure 33 (b, d, e) relatives à l'antenne C(180, 300, 63, 37, 300). La figure 33 bis montre qu'avec ou sans contrepoids l'antenne a les mêmes ouvertures à 3 dB du lobe principal (fig. 33 bis a). Le rayonnement secondaire ou arrière est par contre plus faible avec un contrepoids pour les basses fréquences.

Ce résultat montre que ce type d'antenne est bien découplée par rapport à la structure.

Les résultats de nos mesures et en particulier l'ouverture à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal (fig. 33a et fig. 33 bis a) montrent que cette antenne rayonne comme une ouverture circulaire avec une distribution sensiblement uniforme.

On sait [19] (page 66) que dans ce cas-là l'ouverture théorique θ_{th} à 3 dB est donnée par la formule :

$$\theta_{th} = 58 \frac{\lambda}{D} \quad (\text{en degrés}) \quad (I)$$

où :

λ est la longueur d'onde de fonctionnement,

D le diamètre de l'ouverture de la cavité.

Nous donnons ci-dessous dans le tableau XI les ouvertures mesurées θ_{3dB} pour les composantes E_θ et E_ϕ et les ouvertures théoriques tirées de la formule (I) pour quelques fréquences.

Fréquence en MHz		800	900	1000	1100	1200
Ouverture à 3 dB théorique θ_{th} en degrés. (D'après [19]).		72.5	64.5	58	52.6	48.3
Ouverture à 3 dB E_θ mesurée en degrés. (Fig. 33a, 33 bis a).	fig. 33a	66	57	52	50	48
	fig. 33 bis a	70		60	52	48
	fig. 33a	66	62	56	52	48
	fig. 33 bis a	68		58	52	48

Tableau XI Tableau comparatif des ouvertures à 3 dB du lobe principal théoriques et mesurées en fonction de la fréquence.

Nous représentons fig. 33a et 33 bis a les ouvertures du lobe principal à 3, 10, 15 dB en fonction de la fréquence pour les deux composantes E_θ et E_ϕ du champ.

Ces courbes et celles de la figure 32 montrent qu'on a égalité des diagrammes de directivité pour les deux composantes E_θ et E_ϕ .

4.2.4 - Comparaison des résultats.

- Les antennes réalisées sont à large bande, à polarisation circulaire et à rayonnement de révolution.
- Elles sont dans tous les cas de dimensions réduites comme le montre le tableau XII.

Type d'antenne	Bande passante en MHz	Profondeur hors-tout de la cavité rapportée à λ_M	Diamètre hors-tout de la cavité rapportée à λ_M	Figures correspondantes
C (180, 300, 63, 37, 300)	700 - 1200 (1 : 1.71)	0.23	0.7	1 c sans contre-poids 32 - 33
C (180, 180, 0, 37, 400)	800 - 1800 (1 : 2.25)	0.097	0.48	28 - 29
C (140, 140, 0, 29, 440)	900 - 2400 (1 : 2.66)	0.087	0.42	1 b 30 - 31

Tableau XII | Dimensions des cavités rapportées à λ_M .

- La variation des différentes courbes de gain en fonction de la fréquence est inverse par rapport à celle de l'antenne isolée. En effet, sur celle-ci le gain décroît quand la fréquence croît, alors que tous les essais sur les cavités indiquent que la courbe de gain en fonction de la fréquence est croissante.

La réduction des dimensions de la cavité a permis, en passant de l'antenne C (180, 180, 0, 37, 400) à l'antenne C (140, 140, 0, 29, 440), fig. 1b, d'augmenter la bande passante en repoussant la fréquence supérieure de fonctionnement. (Comparer fig. 29 et 31).

Le tableau XIII permet de comparer les performances de l'antenne C (140, 140, 0, 29, 440) fig. 1b, à celles d'une antenne à deux spirales d'Archimède planes alimentées en opposition de phase et disposées dans une

cavité cylindrique $|^8|$.

La bande passante est sensiblement la même. Il faut toutefois noter que notre antenne qui a été testée et fonctionne correctement jusqu'à 2400 MHz doit avoir encore des caractéristiques convenables au-delà de cette fréquence.

A l'exception du gain qui est plus faible de 2 dB (voir interprétation au § 3.3.3), les caractéristiques de rayonnement de notre antenne sont bien supérieures à celles de l'antenne de l'étude $|^8|$, en particulier la qualité de la symétrie des diagrammes de directivité et du rapport d'ellipticité dans l'axe. De plus, les dimensions de notre antenne sont beaucoup plus réduites.

Type d'antenne	Antenne à deux spirales d'Archimède planes avec cavité. D'après [8]	Antenne à quatre spirales équiangulaires planes épaisses en mode 3 disposée au-dessus d'un cône réflecteur de base 140 mm de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^\circ$ avec cavité et un contrepoids de 440 mm.
Bande de fréquences en MHz	3 000 - 8 000 (1 : 2.67)	900 - 2 400 (1 : 2.66)
Rapport d'ondes stationnaires de l'impédance d'entrée rapportée à 50 ohms	inférieur à 2.3	inférieur à 1.4
Gain isotrope linéaire dans l'axe.	≥ 0 dB moyenne dans la bande : 2 dB	≥ -2 dB moyenne dans la bande : 0 dB (fig. 31d)
Rapport d'ellipticité dans l'axe en dB	2.5	inférieur à ≤ 0.6 (fig. 31e)
Extrême des ouvertures du lobe principal dans la bande en degrés.	E_θ	40 - 110 48 - 68 (fig. 31a)
	E_ϕ	50 - 94 62 - 74 (fig. 31a)
Variation maximum des ouvertures du lobe principal à une fréquence en degrés	E_θ	± 21 ± 4.5 (fig. 31b)
	E_ϕ	± 21.5 ± 8 (fig. 31b)
Diamètre extérieur des spirales rapporté à λ_M	0.56	0.39
Diamètre hors-tout de la cavité rapporté à λ_M	0.70	0.42
Épaisseur hors-tout rapporté à λ_M	0.25	0.087

Tableau XIII

Tableau comparatif des résultats de [8] et de l'antenne encastrée C(140, 140, 0, 29, 440). (Fig. 1 b).

4.3 - L'ADAPTATION.

4.3.1 - Choix du plan de mesure de l'impédance.

Nous définissons l'antenne comme l'ensemble formé par les quatre spirales équiangulaires planes épaisses, le réflecteur conique encastré ou non et le système d'alimentation. Il est donc important de préciser le plan où on mesure l'impédance. Il y a en particulier deux régions qui nous intéressent :

- l'entrée du coupleur (§ 3.1.3) ;
- la zone d'alimentation des quatre spirales (§ 3.1.3).

Le système d'alimentation qui comprend 1 coupleur 3 dB et deux symétriseurs (ou baluns) est un multipôle linéaire, passif et dissipatif.

A l'entrée du coupleur, on mesure l'impédance d'entrée de tout l'ensemble. Le rapport d'ondes stationnaires de l'impédance d'entrée rapportée à 50 ohms est inférieur à 1.4 . C'est l'un des avantages du type d'alimentation employé : l'antenne est toujours adaptée à sa charge. Lorsque l'impédance de rayonnement n'est plus adaptée à l'impédance nominale du système d'alimentation, l'énergie réfléchie est absorbée par la charge du coupleur. Dans la zone d'alimentation les brins rayonnants sont soudés aux âmes des quatre câbles coaxiaux semi-rigides issus des baluns. L'impédance des spirales d'environ 180 Ω en espace libre, peut varier avec l'environnement ^[20] page 125 et suivantes.

Dans le plan d'entrée des spirales on va mesurer l'impédance de rayonnement de chaque paire de spirales en présence de l'autre.

Selon que cette impédance des spirales sera plus ou moins bien adaptée à l'impédance des câbles de sortie des symétriseurs, le rendement de l'antenne sera plus ou moins bon.

4.3.2 - Résultats expérimentaux.

Pour la mesure de l'impédance, nous utilisons le montage de la fig. 4.

Les résultats présentés ici ont été obtenus sur l'antenne encastrée dans une cavité correspondant à un cône de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^\circ$

de base 180 mm ; le diamètre de l'ouverture de la cavité est 180 mm ; la profondeur de la cavité est 37 mm. C'est la cavité C (180, 180, 0, 37, 400) présentée au § 4.2.1 B.

Le symétriseur utilisé est de rapport de transformation 2 fonctionnant dans la bande 500 à 2 300 MHz.

Ce fonctionnement correspond à une impédance caractéristique de 50 ohms pour les câbles coaxiaux.

Ce symétriseur a été décrit § 3.1.3. et fig. 2.

L'impédance de rayonnement de l'antenne est voisine de 100 ohms.

L'impédance caractéristique de 50 ohms des deux câbles coaxiaux de jonction est adaptée à celle des spirales rayonnantes.

La figure 35 donne le rapport d'ondes stationnaires de l'impédance de rayonnement des spirales rapportée à 100 ohms dans la bande 600 - 2 000 MHz. L'antenne est désadaptée en basses fréquences ce qui explique la chute brutale du gain de l'antenne en-dessous de 700 MHz. La courbe du R.O.S. oscille autour de la valeur moyenne de 1.7. Les pertes par désadaptation sont de l'ordre de 1 dB.

4.4 - INTERPRETATION.

Après avoir étudié l'antenne isolée, nous l'avons disposée dans une cavité pour son insertion dans une structure. Au cours de nos essais nous avons dégagé deux antennes intéressantes [38]. Pour mieux comprendre le fonctionnement de celles-ci nous avons mesuré la distribution du courant sur les brins rayonnants dans les deux cas.

4.4.1 - Antenne encastrée de configuration C (180, 300, 63, 37, 300) ou C (180, 300, 63, 37, 600). (Fig. 1 c).

Cette antenne correspond à une cavité dont l'ouverture circulaire est relativement grande ($\frac{D}{\lambda_M} = 0.7$). On peut l'assimiler approximativement à un guide circulaire dont la source d'excitation en retrait à polarisation circulaire est constituée par les quatre spirales associées au cône réflecteur (fig. 25 d et 1 c).

Les résultats de la mesure du courant sur les spirales présentés figure 38 ont été relevés sur l'antenne C (180, 300, 63, 37, 300) aux fréquences 800, 1 000, 1 200 MHz.

Les courbes de phase du courant montrent l'existence d'ondes progressives sur les spirales.

L'amplitude du courant fait apparaître deux phénomènes :

1 - La distribution du courant le long de la structure dépend étroitement de la fréquence. Ainsi on observe une décroissance rapide vers les basses fréquences et une décroissance plus lente aux fréquences élevées (comparer fig. 38 a, b et c). C'est pour cette raison que l'antenne est plus directive à 1 200 MHz (48 ° d'ouverture à 3 dB) qu'à 800 MHz (66 ° d'ouverture à 3 dB). Cette antenne n'est pas indépendante de la fréquence.

2 - Il n'y a pas vraiment de remontées de courant analogues au cas précédent (fig. 36) où il y avait un changement de phase de 180 °, et quelle que soit la fréquence on note une décroissance du courant de 16 dB au moins à l'extrémité des spirales. Ceci explique la qualité des caractéristiques de rayonnement de cette antenne. Rappelons que les défauts de

révolution sont inférieurs à $\pm 2^\circ$ dans toute la bande et pour les deux composantes E_θ et E_ϕ (voir fig. 33).

En outre le fait qu'à l'extrémité des spirales et aux fréquences élevées le courant a décru de 20 dB environ explique pourquoi l'antenne est bien découplée par rapport à la structure d'insertion comme nous l'avons montré précédemment (§ 4.2.3) en comparant les antennes C (180, 300, 63, 37, 300) et C (180, 300, 63, 37, 600).

Cette décroissance du courant justifie également le faible niveau du rayonnement secondaire et arrière (en dessous de 20 dB dans toute la bande).

Le fait que l'antenne est d'autant plus directive que la fréquence est élevée, la qualité des diagrammes de directivité et le faible niveau du rayonnement secondaire font que la directivité isotrope linéaire donc le gain croît avec la fréquence et ne présente pas de fluctuation importante (moyenne dans la bande : 2 dB).

Le rendement de l'antenne reste sensiblement le même que celui correspondant à l'antenne à réflecteur conique isolée (§ 3). Les résultats des mesures montrent que cette antenne ne peut pas fonctionner au dessus de 1 200 MHz : en particulier les diagrammes de directivité sont perturbés (très forte poussée de multiples lobes secondaires surtout pour la composante E_θ). On peut penser que cette limitation de la bande passante au dessus de 1 200 MHz est due à l'apparition des modes supérieurs de propagation dans le guide constitué par la cavité, modes qui perturbent les diagrammes de directivité.

4.4.2 - Antenne encastrée de configuration C (140, 140, 0, 29, 440). (Fig. 1 b).

Elle correspond à la cavité la plus étroite possible, compte-tenu des dimensions géométriques des spirales et dont l'ouverture circulaire correspond à $\frac{D}{\lambda_M} = 0.42$. Les spirales sont situées dans le plan d'ouverture de la cavité (fig. 1 b et 25 c). L'antenne dont la cavité est de faible épaisseur d puisque $\frac{d}{\lambda_M} = 0.087$ est pratiquement indépendante de

la fréquence dans la bande utile où elle a été étudiée, c'est-à-dire entre 900 et 2 400 MHz.

Nous avons mesuré le courant (amplitude et phase) le long des brins rayonnants. Les résultats sont présentés figure 37.

Les courbes de phase montrent que les spirales sont le siège d'ondes progressives se propageant à la vitesse de la lumière. Les courbes d'amplitude du courant appellent deux remarques :

1 - Toutes ces courbes sont pratiquement superposables : la distribution du courant le long de la structure est donc sensiblement indépendante de la fréquence. Toutefois à 2 000 MHz, le courant décroît légèrement plus vite qu'aux autres fréquences (comparer fig.37 d et 37 c).

2 - On observe des remontées de courant au voisinage et au dessus de 1 800 MHz mais elles apparaissent à un niveau faible (inférieur à -20 dB) pour lequel il est difficile de mesurer la phase.

Ces deux remarques nous permettent d'expliquer le comportement de cette antenne. La distribution du courant le long des spirales étant indépendante de la fréquence, on comprend pourquoi les caractéristiques de rayonnement de l'antenne sont dans l'ensemble indépendantes de la fréquence (voir fig. 31 a : ouvertures à 3 dB).

Néanmoins sur cette figure 31 a on observe deux zones distinctes :

- entre 800 et 1 600 MHz : les ouvertures sont rigoureusement indépendantes de la fréquence ;

- au dessus de 1 600 MHz jusqu'à 2 400 MHz, il se produit une légère variation se traduisant par un léger élargissement des ouvertures pour la composante E_{ϕ} et un sensible rétrécissement pour E_{θ} .

En outre l'examen de la figure 31 b donnant la variation d'ouverture à 3 dB, montre qu'au dessus de 1 600 MHz, les courbes accusent une légère croissance surtout en E_{ϕ} , alors qu'en dessous de 1 600 MHz, la variation d'ouverture est quasiment négligeable.

La zone où se produisent les perturbations (au dessus de 1 600 MHz) coïncide avec celle où apparaissent des remontées de courant. On peut

donc penser que ces défauts faibles sont dus essentiellement à ces remon-
tées de courant. (Voir fig. 37 c et d).

Toutefois ces anomalies ne nuisent pas au fonctionnement de
l'antenne. C'est pourquoi les défauts de révolution négligeables en des-
sous de 1 600 MHz ($< \pm 3^\circ$) sont encore relativement bas entre 1 600 et
2 400 MHz puisqu'ils sont inférieurs à $\pm 8^\circ$.

La qualité des diagrammes de directivité, le faible niveau
du rayonnement arrière et secondaire (inférieur à -20 dB) sont les rai-
sons pour lesquelles le gain de l'antenne accuse peu de variations en
fonction de la fréquence (voir la courbe du gain, fig. 31 d). Le rende-
ment de l'antenne reste pratiquement le même que celui correspondant à
l'antenne à réflecteur conique isolée (§ 3).

La présence de la cavité modifie et dans le sens favorable
la distribution du courant le long des brins rayonnants par rapport à
celle de l'antenne isolée. Il faut en outre noter que les dimensions des
cavités influent fortement sur la répartition du courant sur les brins,
comme le montrent nos conclusions sur les antennes C (140, 140, 0, 29,
440) et C (180, 300, 63, 37, 300). (Fig. 37 et 38).

5 - EXTENSIONS - APPLICATIONS.

Dans ce chapitre, nous montrons tout l'intérêt de notre travail en proposant quelques exemples de développements et d'applications possibles de cette étude.

5.1 - PROJET D'ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE VERS LES HAUTES FREQUENCES.

L'antenne encastrée (fig. 31 et 1 b) n'a pas été testée au delà de 2 400 MHz. Il est probable qu'elle fonctionne encore correctement pour des fréquences supérieures. Ce sont essentiellement les dimensions de la zone d'alimentation (dont le diamètre est 0.8 cm) qui vont limiter la fréquence supérieure d'utilisation. La technologie actuelle ne permet pas de réduire les dimensions de cette zone d'alimentation en raison de la diminution de la largeur des brins qui en résulterait. On pourrait toutefois faire une transposition par similitude vers les basses fréquences pour voir la limitation réelle de la bande passante.

Il est probable que le rayonnement correspondant aux modes supérieurs des spirales limitera également cette bande passante. On peut espérer atténuer l'influence de ces modes supérieurs par des pièges circulaires disposés le long du réflecteur et dont la profondeur, la largeur et la périodicité restent à déterminer. La géométrie de ces pièges devrait être log-périodique pour conserver à l'antenne son caractère d'indépendance de la fréquence.

5.2 - SYSTEME DE GONIOMETRIE.

Une des conditions essentielles pour réaliser un système de goniométrie est de disposer d'antennes ayant une parfaite symétrie de révolution. Tout au long de cette étude, nous nous sommes attachés à montrer que les antennes réalisées isolées ou encastrées répondent à cette condition sur plus d'un octave. En particulier l'antenne encastrée C (140, 140, C, 29, 440) (voir § 4.2.2 et tableau XIII) pourrait servir comme un des éléments d'un dispositif de goniométrie ou d'interférométrie.

5.3 - SOURCE D'ILLUMINATION D'UN PARABOLOÏDE.

Une source idéale pour éclairer une antenne à réflecteur paraboloidal doit répondre aux caractéristiques suivantes :

- avoir un rayonnement de révolution pour permettre une illumination uniforme du réflecteur ;
- assurer l'égalité des diagrammes de directivité pour les composantes E_{θ} et E_{ϕ} du champ rayonné ;
- couvrir une large bande passante ;
- posséder un centre de phase bien défini.

L'antenne encastrée C (180, 300, 63, 37, 300) décrite au § 4.2.3 répond à tous ces critères. En outre, elle a un faible taux de polarisation dans son axe de rayonnement maximum, elle possède une très bonne symétrie de révolution et elle est parfaitement découplée par rapport à la structure d'insertion.

Elle peut entrer en compétition avec les cornets corrugués qui couvrent des bandes passantes du même ordre de grandeur (1.5 à 1.8) $|^1|$, $|^{24}|$, $|^{25}|$ et $|^{34}|$.

Cependant le rendement de cette antenne reste faible ainsi que sa directivité. Pour accroître celle-ci, on pourrait imaginer un évasement progressif de l'ouverture circulaire de la cavité pour augmenter son diamètre.

Pour améliorer le rendement de l'antenne, on pourrait utiliser un substrat en verre téflon possédant des pertes beaucoup plus faibles que le verre epoxy (voir § 3.3.3).

6 - C O N C L U S I O N

Cette étude expérimentale nous a permis de réaliser une antenne de dimensions réduites, à large bande, constituée par quatre spirales équiangulaires planes épaisses disposées au-dessus d'un réflecteur conique, et susceptible d'être encastrée dans une structure.

Dans une première partie, nous nous sommes intéressés à l'antenne isolée [18]. Nous avons optimisé l'angle d'ouverture du cône réflecteur. Un compromis satisfaisant entre bande passante et gain a été trouvé. Des mesures du courant effectuées sur les brins rayonnants nous ont permis d'interpréter les résultats expérimentaux et de tirer les conclusions suivantes :

- Les spirales rayonnantes sont le siège d'ondes "stationnaires" se propageant à la vitesse de la lumière.

- La fréquence en-dessous de laquelle se produit une chute brutale du gain (par suite d'une forte désadaptation de l'impédance de rayonnement de l'antenne) est indépendante de l'angle au sommet du cône réflecteur. Elle est liée à la longueur des spirales.

- La bande passante est limitée supérieurement par des remontées de courant génératrices de rayonnements secondaires qui perturbent le lobe principal et provoquent une dégradation du gain aux fréquences élevées.

A l'aide de calculs approchés, nous avons pu vérifier que le mauvais rendement de l'antenne est également dû aux pertes d'énergie dans les spirales. On trouve à l'origine de ces pertes :

- Le circuit imprimé des spirales, qui introduit dans celles-ci des pertes ohmiques et surtout diélectriques importantes.

- Le cône réflecteur. Plus l'angle au sommet de ce dernier est grand, plus les spirales se trouvent rapprochées du réflecteur et plus les pertes Joule, à l'égal d'une ligne de transmission sont grandes.

Dans une seconde étape, nous avons disposé cette antenne dans une cavité pour son insertion dans une structure. Au cours de l'étude, nous avons dégagé deux types d'antennes [38].

Pour le premier type, le circuit des spirales est au niveau de l'ouverture de la cavité. L'antenne réalisée possède des caractéristiques de rayonnement indépendantes de la fréquence sur une très large bande passante (1 : 2.66) avec une amélioration sensible du gain. Nous avons constaté que la répartition du courant le long de la structure est indépendante de la fréquence dans la bande d'utilisation. Cette distribution du courant nous a permis d'interpréter les propriétés de rayonnement de l'antenne (§ 4.4.2).

Pour le second type, le circuit des spirales est "interne" à la cavité. Cette antenne se comporte alors comme une ouverture circulaire et assure une égalisation parfaite des diagrammes de directivité pour les deux composantes E_θ et E_ϕ du champ. Elle est bien découplée par rapport à la structure d'insertion. Contrairement au cas précédent, ses caractéristiques dépendent de la fréquence et la directivité devient maximum à la fréquence supérieure de la bande passante (1 : 1.71). En effet, le courant décroît d'autant moins vite que la fréquence est élevée. La connaissance de la distribution du courant a permis d'interpréter les propriétés de rayonnement de l'antenne (§ 4.4.1).

En conclusion, ce travail expérimental nous a permis de mettre au point des antennes "plates", encastrées, de dimensions hors-tout réduites, à large bande. Ces antennes ont un rayonnement possédant une excellente symétrie de révolution, et un taux de polarisation dans l'axe faible.

Nous avons donné quelques exemples d'applications possibles de ces antennes (goniométrie, illumination d'un réflecteur du type paraboloidal, etc...) pour montrer tout l'intérêt de l'étude.

Cependant, le rendement de toutes ces antennes est mauvais. Pour

l'améliorer d'environ 2 dB, il faudrait changer le support du circuit imprimé des spirales en prenant un diélectrique à très faibles pertes comme le verre-téflon par exemple à la place du verre epoxy. On pourrait ensuite chercher à élargir la bande passante vers les hautes fréquences en disposant le long du réflecteur conique des pièges circulaires à géométrie log-périodique pour conserver à l'antenne ses caractéristiques large bande.

ANNEXE

REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME DES QUATRE SPIRALES EQUIANGULAIRES PLANES EPAISSES.

Nous décrivons ici le processus de la réalisation du dessin des spirales. Le calcul se fait par l'ordinateur et le circuit des spirales par photogravure.

1 - Définition géométrique d'une spirale.

Une spirale épaisse est comprise entre les deux courbes :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = r \left(1 + \frac{c}{\sin \theta'_0} \right) \\ r_2 = r \left(1 - \frac{c}{\sin \theta'_0} \right) \end{array} \right.$$

avec : $r = r_0 e^{a\phi}$.

c : est la constante de la spirale.

θ'_0 est le demi-angle au sommet du cône de l'étude $|^{29}|$, $|^{30}|$, $|^{31}|$, (§ 2.2).

2 - Description de la spirale.

La spirale est approximée par des arcs de cercle passant par deux points voisins de cette spirale. Ces arcs de cercle doivent tous assurer la continuité de la tangente. (cf. fig. A.1).

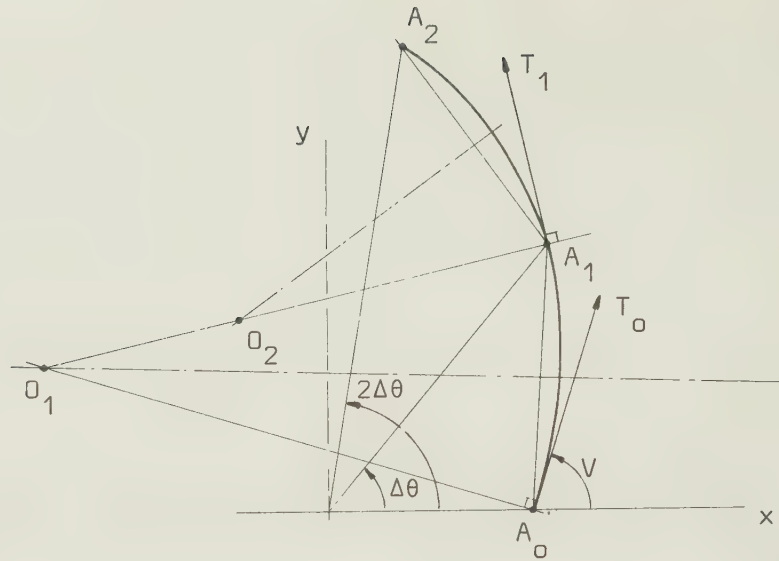


Fig. A.1

Soit X_n, Y_n les coordonnées cartésiennes du point initial d'un arc de cercle.

X_{n+1}, Y_{n+1} les coordonnées cartésiennes du point final de l'arc de cercle.

x_{n+1}, y_{n+1} les coordonnées cartésiennes du centre de l'arc de cercle.

Les coordonnées I et J du centre de l'arc sont définies par :

$$I_{n+1} = x_{n+1} - X_n$$

$$J_{n+1} = y_{n+1} - Y_n$$

On dresse un tableau suivant la forme ci-dessous :

Point initial		Point final		Centre de l'arc	
$X_0 =$	$Y_0 =$	$X_1 =$	$Y_1 =$	$I_1 =$	$J_1 =$
$X_1 =$	$Y_1 =$	$X_2 =$	$Y_2 =$	$I_2 =$	$J_2 =$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$X_n =$	$Y_n =$	$X_{n+1} =$	$Y_{n+1} =$	$I_{n+1} =$	$J_{n+1} =$

La première spirale est décrite par 38 points définis de la façon suivante : (cf. fig. A.2).

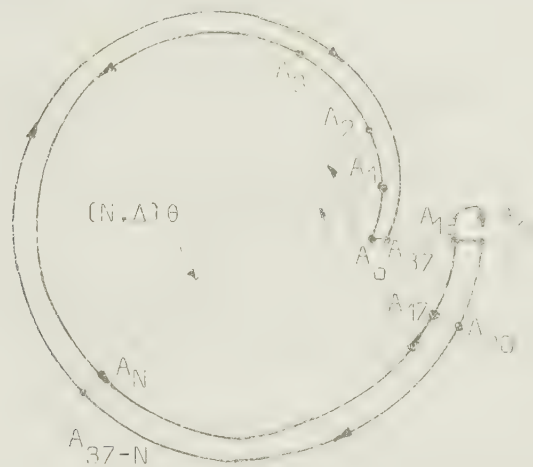


Fig. A.2

3 - Réalisation du dessin.

a) On prolonge les quatre spirales pour que les 4 départs soient situés sur le même axe (fig. A.3).

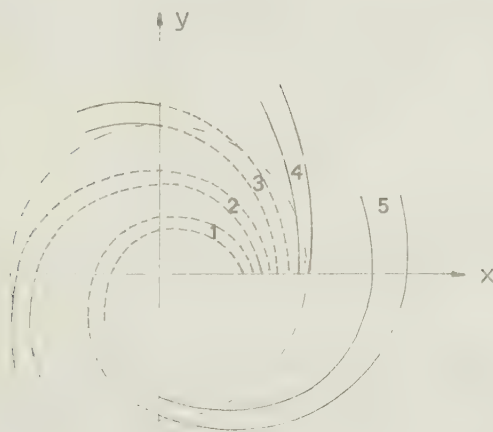


Fig. A.3

b) On définit suivant la description ci-dessus la première spirale c'est-à-dire la plus interne.

c) On donne un tableau définissant les rapports d'homothétie permettant de passer de la première spirale à la $n^{\text{ième}}$ spirale.

On considère la suite de la première spirale comme étant une 5^{ème} spirale. Le rapport d'homothétie est : $\exp(a \frac{\pi}{2} n)$. n = numéro de la spirale.

B I B L I O G R A P H I E.

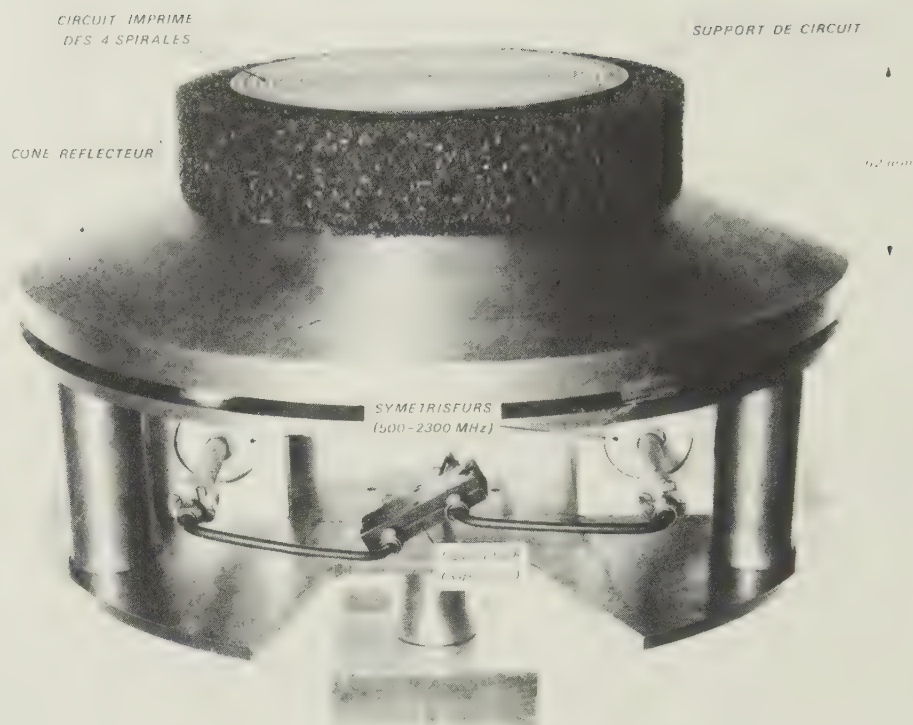
- [1] C. ANCONA :
"Wide angle sectoral horns using leaky-wave wall structures"
Proceeding of European Microwave Conference. Brussels,
September 1973.
- [2] R. BAWER, J.J. WOLFE :
"The spiral antenna"
I.R.E. Intern. Conv. Record. 8, 1960, pp. 84-95.
- [3] K.M. CHEN, D.P. NYQUIST, J.L. LIN :
"Radiation Fields of the Short-Backfire Antenna"
I.E.E.E. Trans. Antennas Propagation (Communications), vol.
AP-16, pp. 596-597, Sept. 1968.
- [4] H.D. CUBLEY, H.S. HAYRE :
"Radiation field of spiral antennas employing multimode
slow wave techniques"
I.E.E.E. Trans. Antennas Propagation, vol. AP 19, January 1971
pp. 126-128.
- [5] W.L. CURTIS :
"Spiral antennas"
I.R.E. Trans. Ant. Prop., vol. AP 8, Mai 1960, pp. 298-306.
- [6] G.A. DESCHAMPS, J.D. DYSON :
"The logarithmic spiral in a Single-aperture multimode antenna
system"
I.E.E.E. Trans. Ant. Prop. vol. AP-19, N° 1, Jan. 1971.
- [7] J.R. DONNELLAN :
"Second mode operation of the spiral antenna"
I.R.E. Trans. Ant. Prop. vol. AP 8, 1960, p. 637.
- [8] G. DUBOST, C. AURY, P. AMIOT :
"Elements hyperfréquences à large bande"
Annales de Radioélectricité, tome XVIII, n° 17, oct. 1963,
pp. 263-338.

- [9] G. DUBOST, C. TERRET :
"Antennes indépendantes de la fréquence"
Annales des Télécom., tome 23, n° 11-12, nov-déc. 1968,
pp. 311-338.
- [10] J.D. DYSON :
"The equiangular spiral antennas"
Antenna Laboratory, University of Illinois, Tech. Report n° 21,
AF 33 (616) - 3220, Sept. 1957.
- [11] J.D. DYSON :
"The unidirectionnal equiangular spiral antenna"
Antenna Lab., Dept of Elect. Eng., University of Illinois,
Urbana, Ill.
Contract No. AF 33 (616) 3220, Wright Air Dev. Cen.
- [12] J.D. DYSON :
"A survey of the very wide band and frequency independent
antennas, 1945 to the present"
Journal of Research of the N.B.S. Radio Propagation,
Vol. 66 D, n° 1, Janv. Fev. 1962.
- [13] J.D. DYSON, P.E. MAYES, R. BAWER, J.J. WOLFE :
"A note on the comparison between equiangular and archimedian
spiral antennas"
I.R.E. Trans. Microw. Theory and Technics, vol. MTT 9, n° 2,
1961, pp. 203-205.
- [14] H.W. EHRENSPECK :
"The short-back fire antenna"
Proc. I.E.E.E., vol. 53, pp. 1138-1140, 1965 ; *U.S. Patents*
3438 ou 3 and 3508 278.
- [15] H.W. EHRENSPECK :
"The back fire antenna : new results"
Proc. I.E.E.E. (correspondance), vol. 53, pp. 639-641,
June 1965.
- [16] H.W. EHRENSPECK :
"A New class of medium-size high efficiency reflector antennas"
I.E.E.E. Trans. Ant. Prop. March 1974.
- [17] A.B. GOROSHCHENJA :
"Calcul des dimensions des zones de rayonnement effectif des
spirales coniques" (en russe)
Izvest. Vyssk. Uchebu Zaved, Radioelectron. SSSR, tome 10, n° 2,
1967, pp. 150-156.

- [18] G. GREKOU, G. DUBOST, A. MADANI :
"Antennes spirales équiangulaires planes à réflecteur conique"
Electronics Letters. I.E.E. London, Janvier 1975. Vol. 11, n° 2.
- [19] R.C. HANSEN :
"Microwave Scanning Antennas"
Vol. I "Apertures".
Academic Press. New-York and London, 1964, 442 pages.
- [20] R.C. HANSEN :
"Microwave Scanning Antennas"
Vol. II "Array theory and practice"
Academic Press. New-York and London, 1966, 400 pages.
- [21] M.H. HONG, D.P. NYQUIST, K.M. CHEN :
"Radiation fields of open-cavity radiators and a backfire antenna"
I.E.E.E. Trans. Ant. Prop., vol. AP-18, pp. 813-815, Nov. 1970.
- [22] M. CAULTON, J.J. HUGHES and H. SOBOL :
"Measurements on the properties of microstrip transmission lines for microwave integrated circuits"
R.C.A. Laboratories, Princeton, N.J. September 1966.
- [23] T.Z. HSIEH, D.P. NYQUIST and K.M. CHEN :
"The short-backfire antenna : a numerical-physical optics study of its characteristics"
USAF contract F 19 628 -70-C-0072, 1970.
- [24] J.K.M. JANSEN, M.E.J. JEUKEN and C.W. LAMBRECHT :
"The scalar feed"
A.E.U. Band 26 (1972), Heft 1.
- [25] M.E.J. JEUKEN :
"Experimental radiation pattern of the corrugated conical horn antenna with small plane angle"
Electronics Letters 5 (1969), 484-485.
- [26] J.P. JONES, P.E. TAYLOR, C.W. MORROW :
"Design techniques for a light weight, high power spiral antennas"
I.R.E. Wescon. Conv. Rec., 1960, Part. 1, pp. 107-122.
- [27] O.K. KIM, J.D. DYSON :
"A log-spiral antenna with selectable polarization"
I.E.E.E. Trans. Ant. Propag., Sept. 1971.

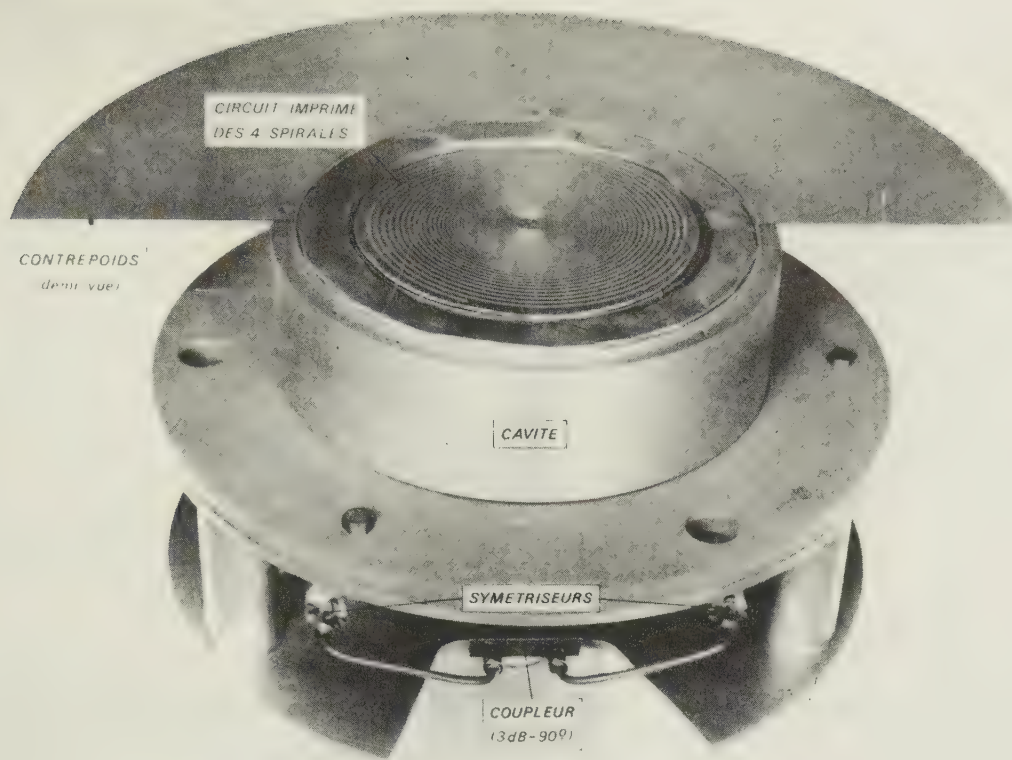
- [28] S.R. LAXPATI, R. MITTRA :
"Current distribution on a two-arm thin wire planar equiangular spiral antenna"
Electronics Letters, vol. 1, n° 7, sept. 1965, pp. 213-215.
- [29] B. LORIG, G. DUBOST, C. TERRET :
"Sur le rayonnement théorique d'une antenne conique équiangulaire à quatre brins rayonnants en présence d'un plan réflecteur, de dimensions infinies"
C.R.A.S., Série B, t. 276, 19 Fév., 1973, pp. 291-294.
- [30] B. LORIG :
"Réseau à large bande d'antennes spirales coniques, symétriques, de même axe. Détermination d'une antenne directive à polarisation circulaire et à rayonnement de révolution".
Thèse d'Etat, Université de Rennes, juillet 1973.
- [31] B. LORIG :
"A broadband directive antenna with circular polarization and reduced size"
Proceeding of the fifth colloquium on microwave communication Budapest, juin 1974.
- [32] P. POEY :
"Symétriseurs hyperfréquence à large bande fonctionnant de 3 à 10 GHz"
Thèse de 3^e Cycle, Mai 1968, Faculté des Sciences, Rennes.
- [33] V.H. RUMSEY :
"Frequency independant antennas"
Academic Press - New-York 1966, 150 pages.
- [34] A.J. SIMMONS, A.F. KAY :
"The scalar feed - a high performance feed for large paraboloid reflectors"
Instn. Elect. Engrs. Conference publication 21 (1966), 213-217.
- [35] M. SOIRON :
"Contribution à l'étude de la propagation d'une onde électromagnétique sur une ligne multifilaire au-dessus d'un sol conducteur et en galerie souterraine"
Thèse de 3^e cycle, juillet 1973, Université des Sciences et Techniques de Lille.
- [36] C. TERRET :
"Antennes indépendantes de la fréquence du type conique équiangulaire multimodes à brins épais"
Thèse d'Etat, Rennes, juillet 1971.

- [37] M.S. WHEELER :
"On the radiation from several regions in spiral antennas"
I.R.E. Trans. Ant. Prop. vol. AP-9, Janv. 1961, pp. 100-102.
- [38] G. GREKOU, G. DUBOST :
"Antenne spirales équiangulaires planes à quatre brins à réflecteur conique et à cavité, encastrée dans une structure".
Electronics Letters, I.E.E. London, 17 avril 1975, vol. 11, n° 2, p. 169-170.
- [39] K.K. MEI :
"On the integral equations of thin wire antennas"
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation. Vol. AP-13, n° 3, Mai 1965, pp. 374-378.
- [40] Y.S. YEH, K.K. MEI :
"Theory of conical equiangular-spiral antennas"
Part 1 : Numerical Technique. *I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation*.
Vol. AP-15, n° 5, Sept. 1967, pp. 634-639.
- [41] R.A. PUCEL, D.M. MASSE and C.P. HARTWIG :
"Losses in Microstrip"
MTT-16, N° 6, June, 1968, pp. 342-350.



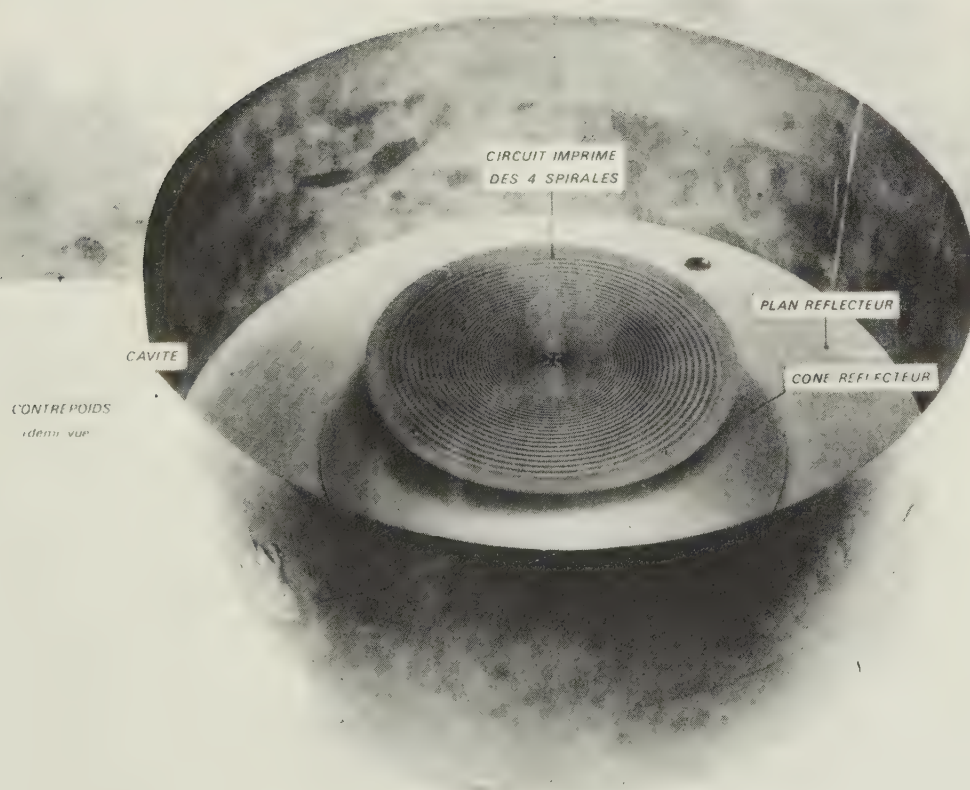
(a)

- (a) Photo de la maquette de l'antenne isolée
($\theta_0 = 67.5^\circ$)
- (b) Photo de la maquette de l'antenne encastrée de configuration C(140, 140, 0, 29, 440).
- (c) Photo de la maquette de l'antenne encastrée de configuration C (180, 300, 63, 37, 600).



C (140,140,0,29,440)

(b)



C (180,300,63,37,600)

(c)

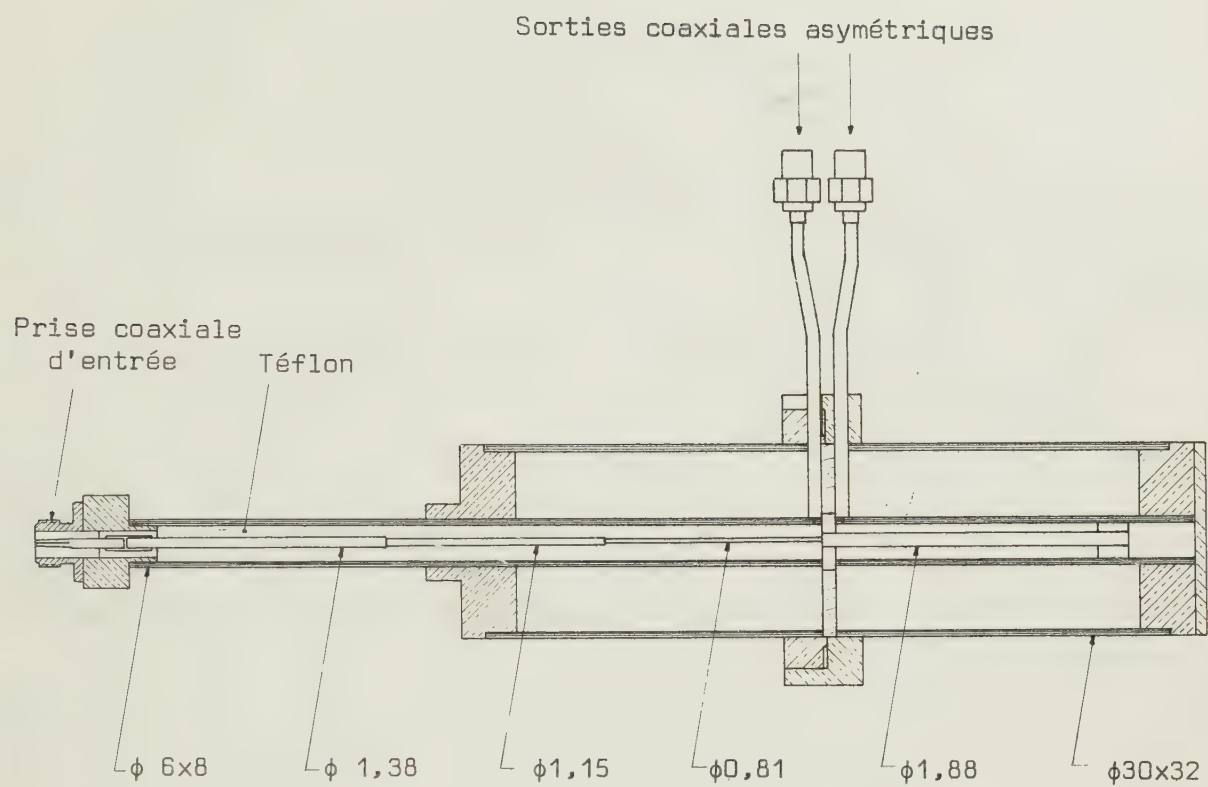
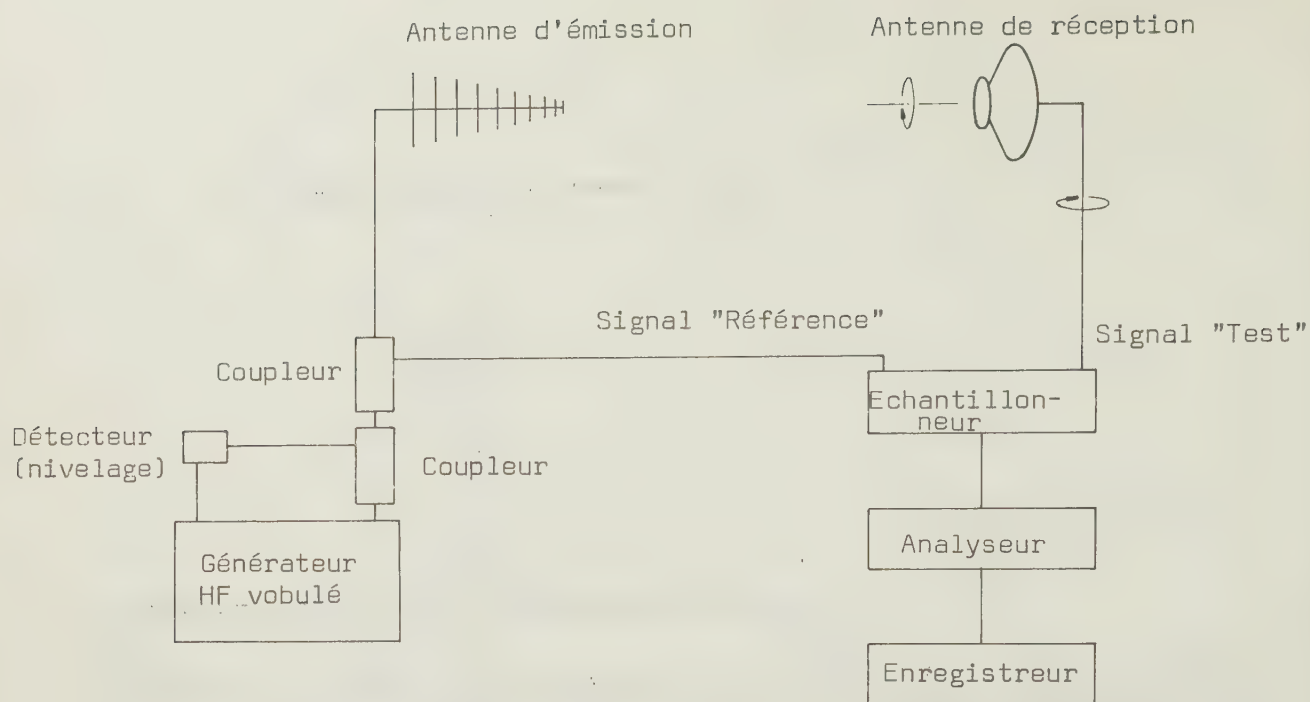
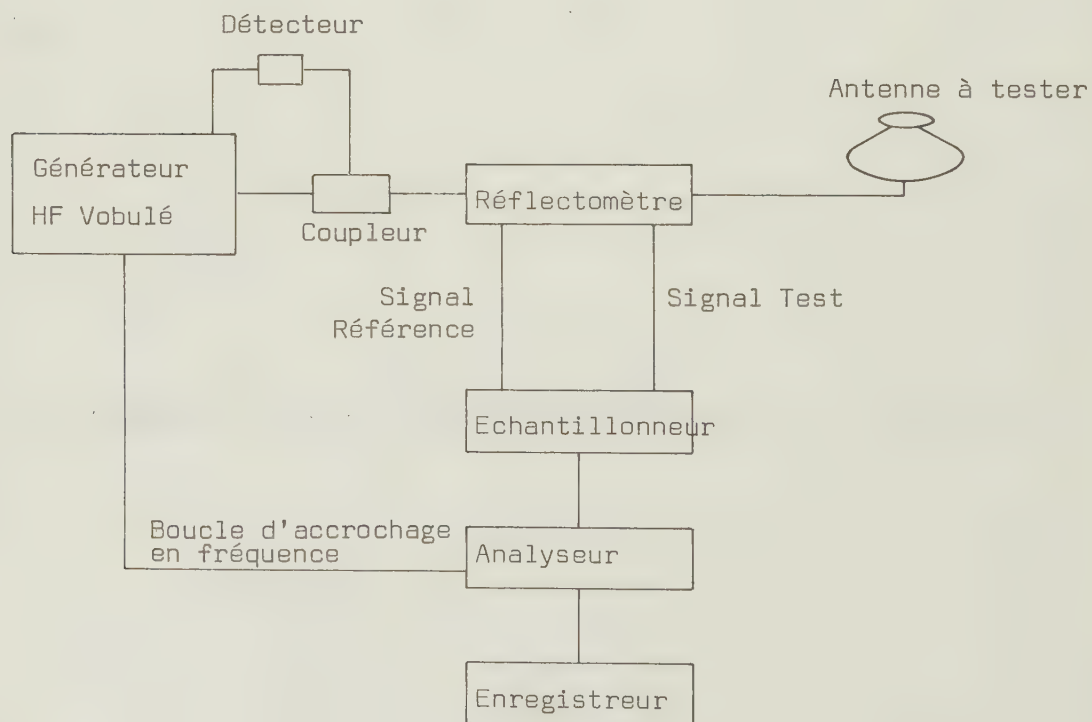


Schéma du symétriseur à large bande (0.5 à 2.3 GHz). Echelle 4/5.



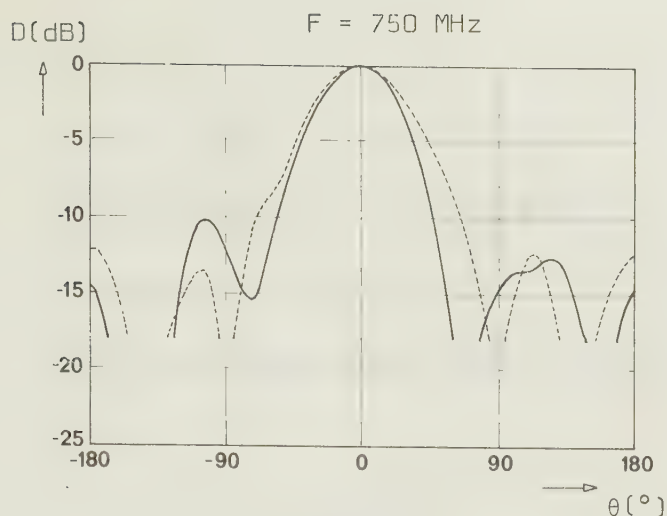
Montage de mesure des diagrammes de directivité, du gain, et du rapport d'ellipticité.

Fig. 3



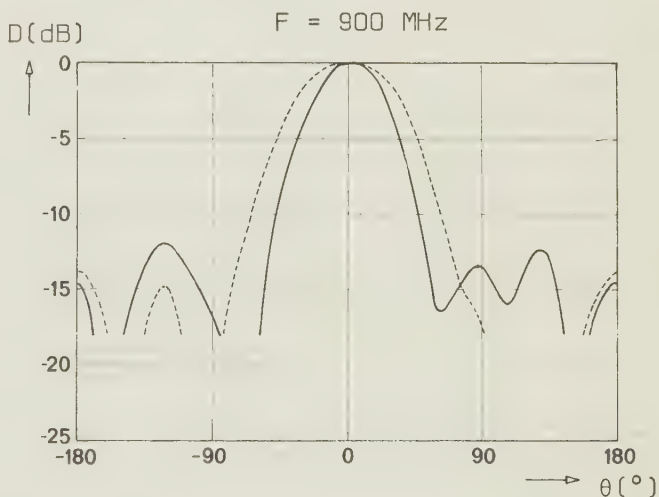
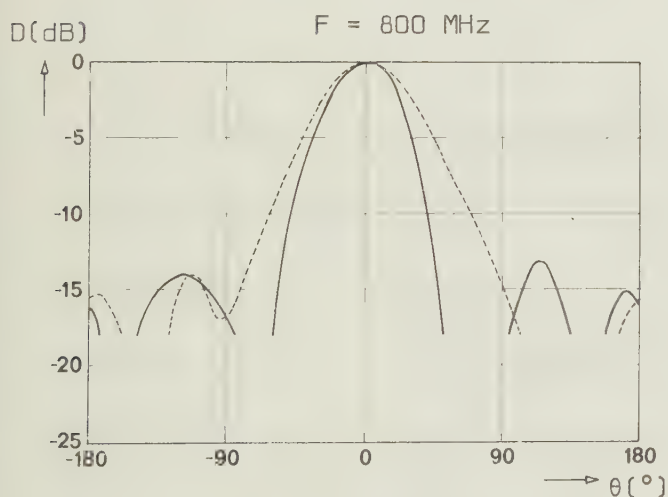
Montage de mesure de l'impédance.

Fig. 4



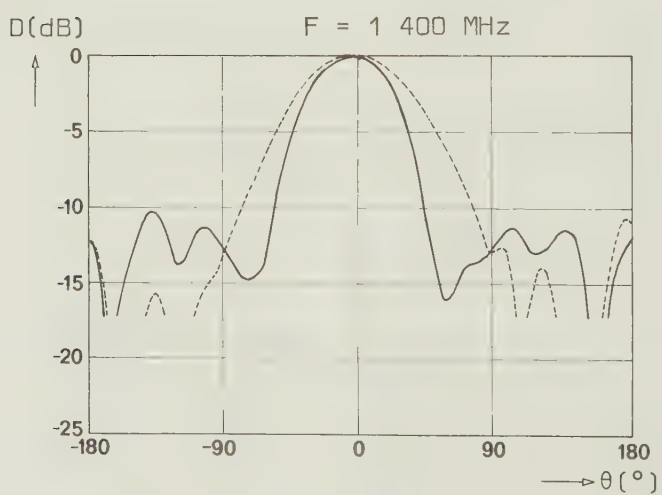
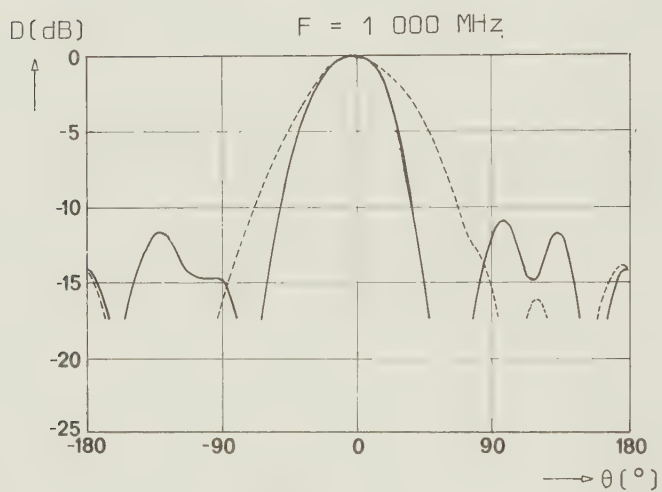
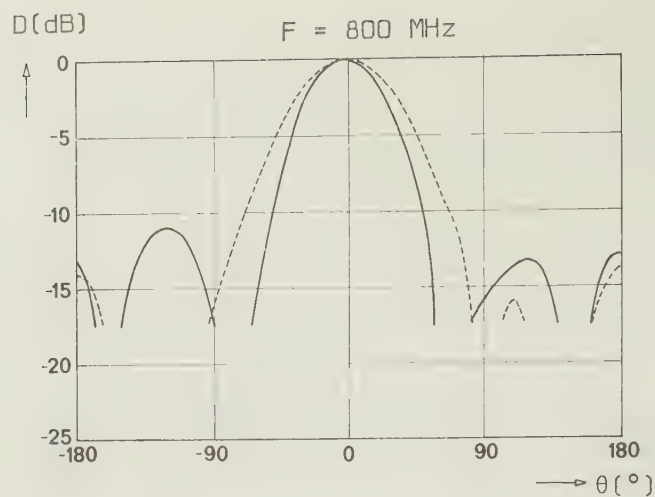
Diagrammes de directivité dans un plan de site, à une fréquence pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (-----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 45^{\circ}$.

Fig. 5



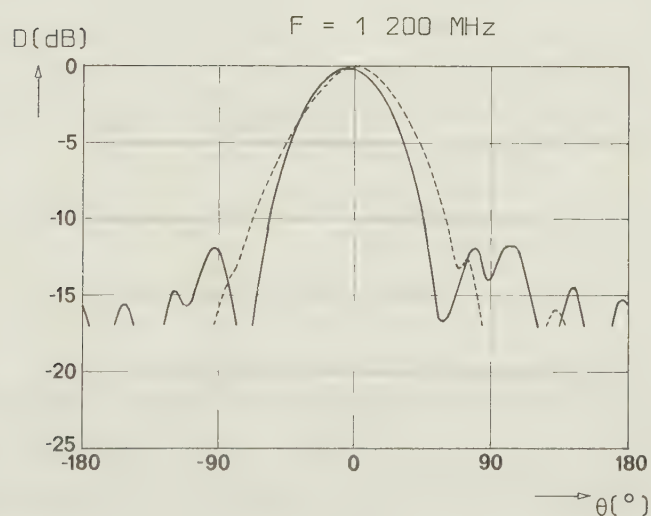
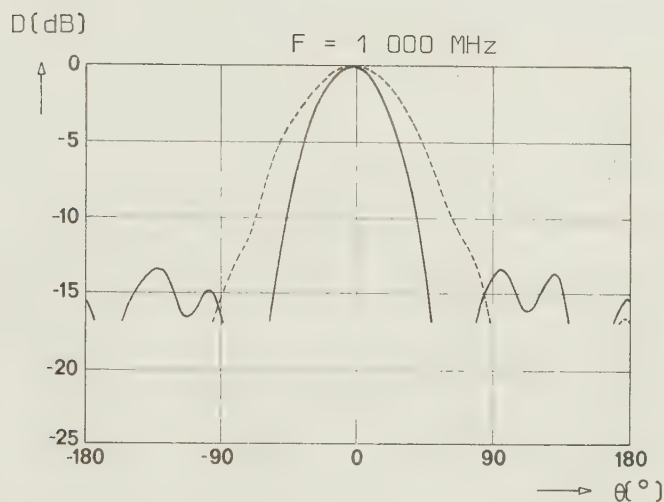
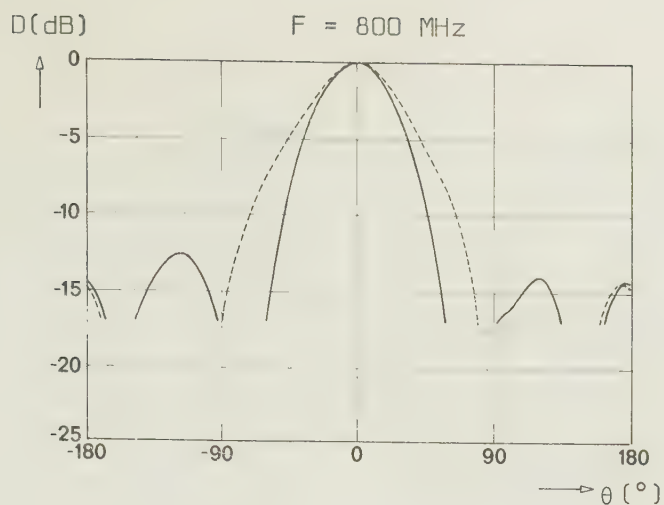
Diagrammes de directivité dans un plan de site, à deux fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (-----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 55^{\circ}$.

Fig. 6



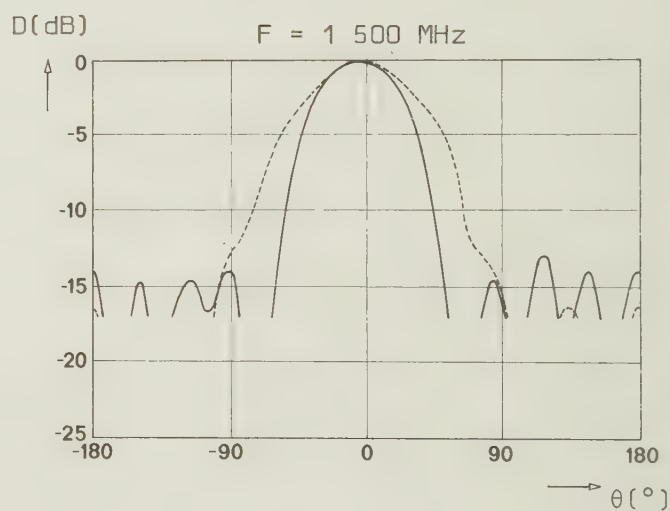
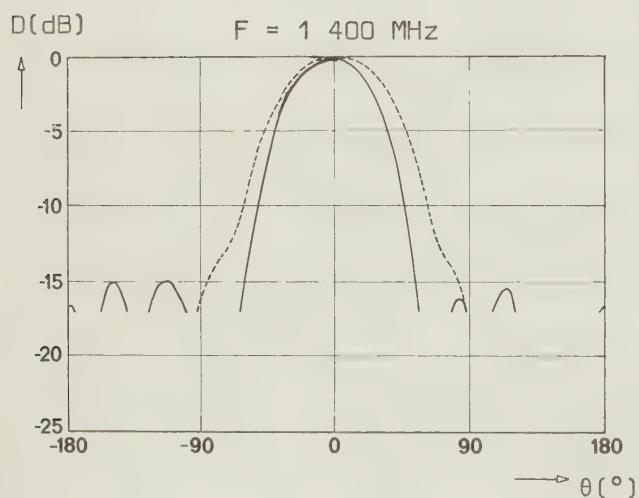
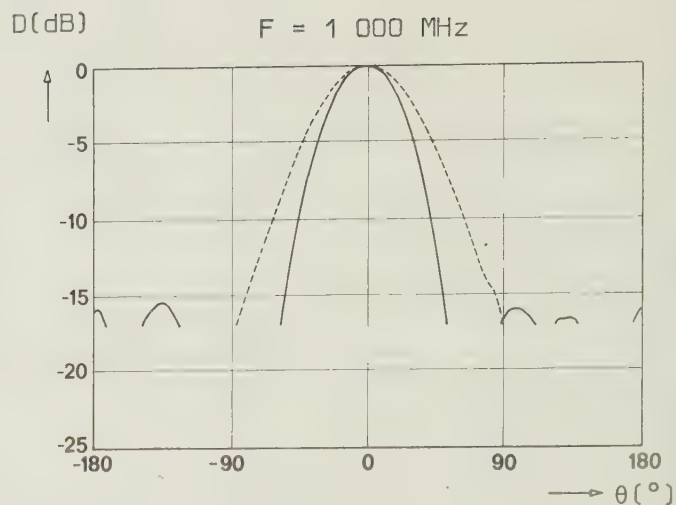
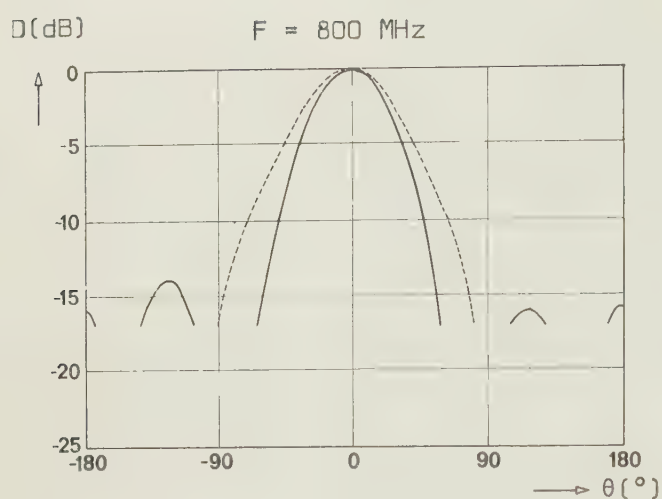
Diagrammes de directivité dans un plan de site, à trois fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 60^{\circ}$.

Fig. 7



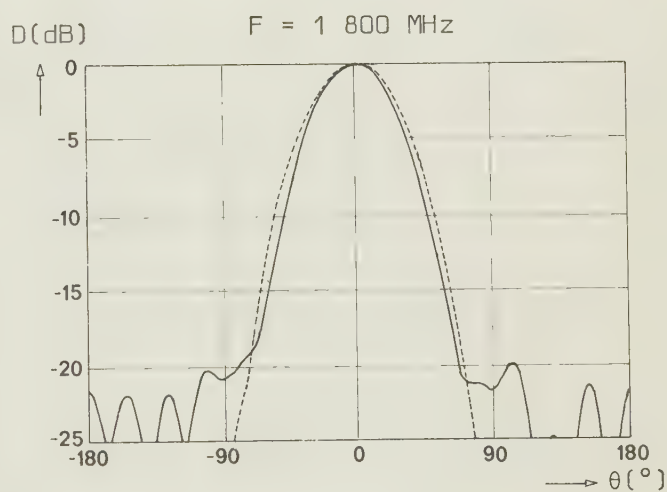
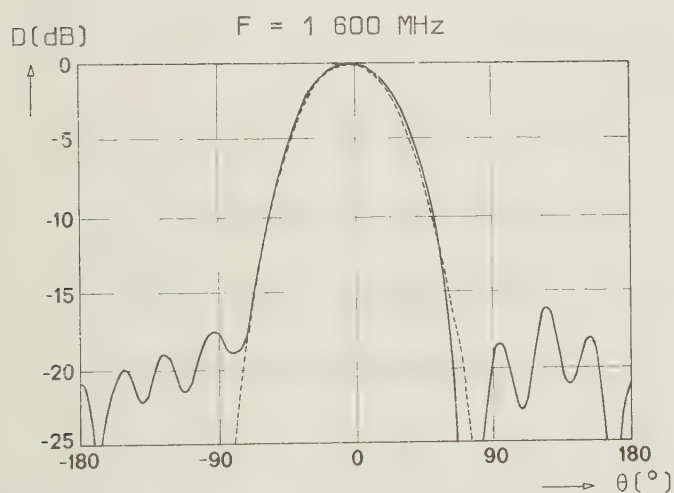
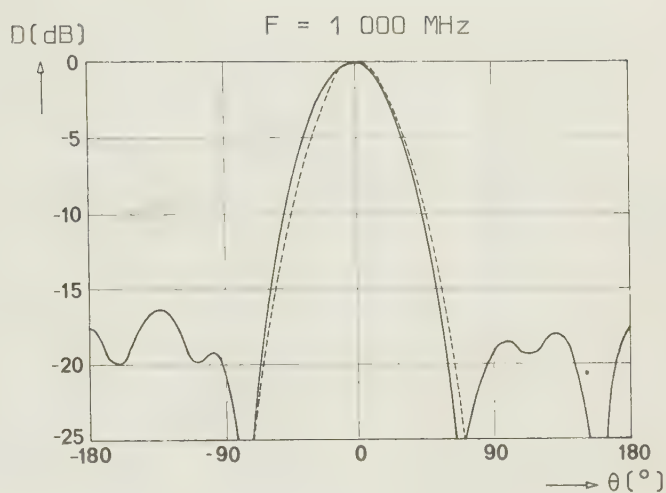
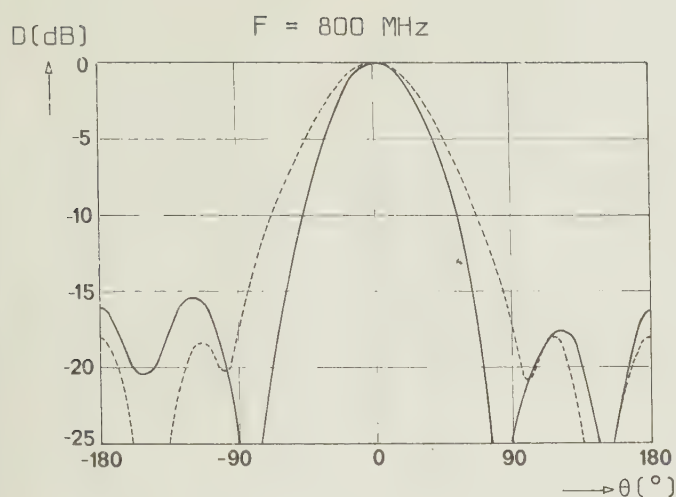
Diagrammes de directivité dans un plan de site, à trois fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 65^{\circ}$.

Fig. 8



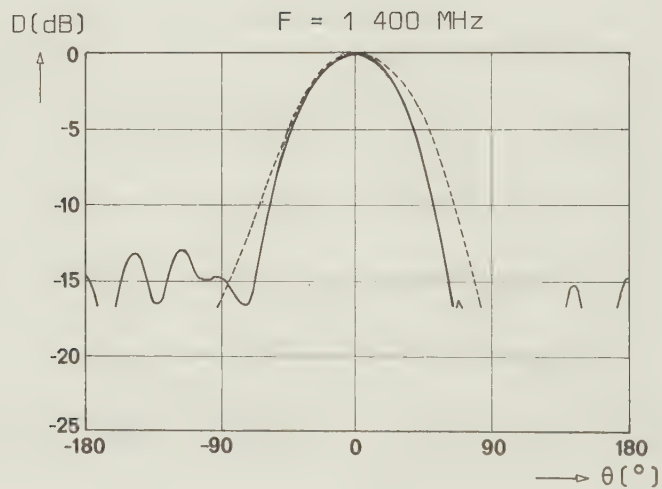
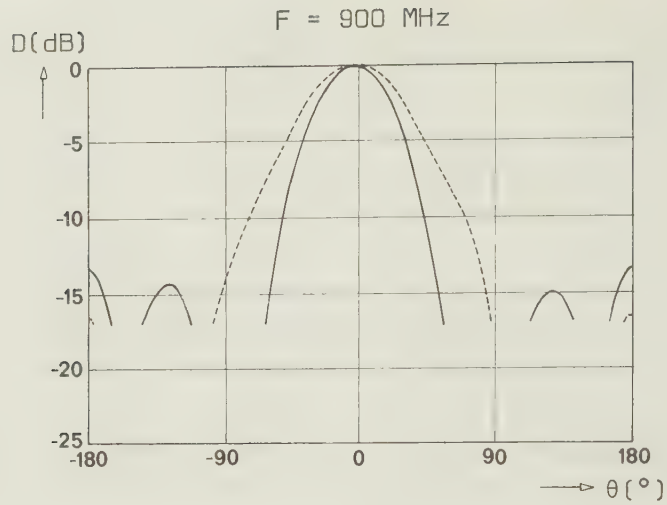
Diagrammes de directivité dans un plan de site, à quatre fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (-----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 70^{\circ}$.

Fig. 9



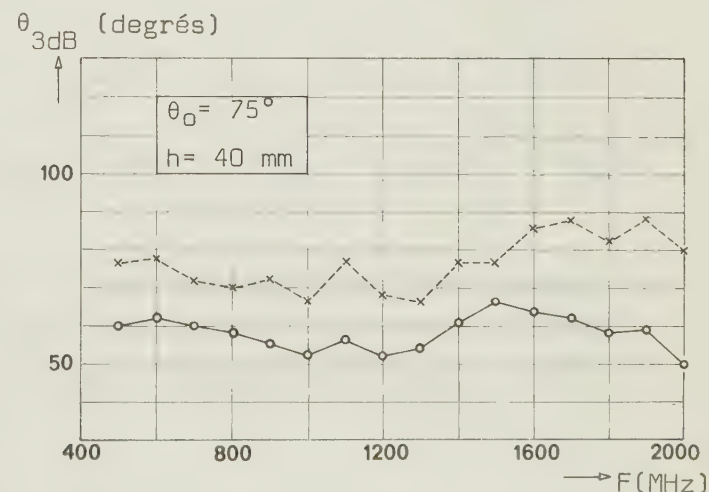
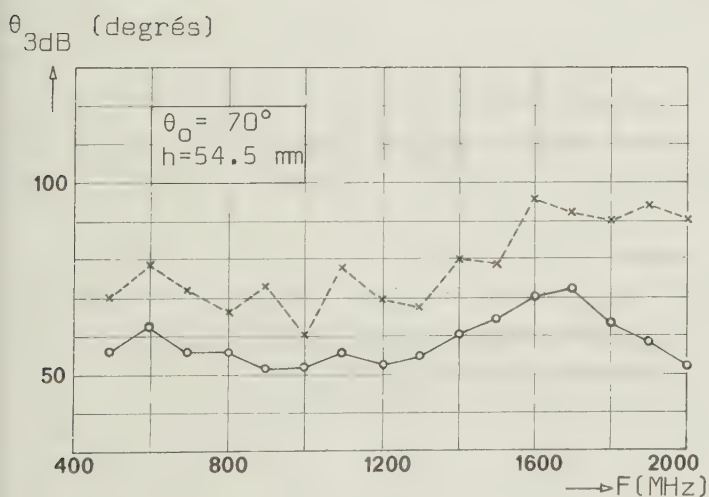
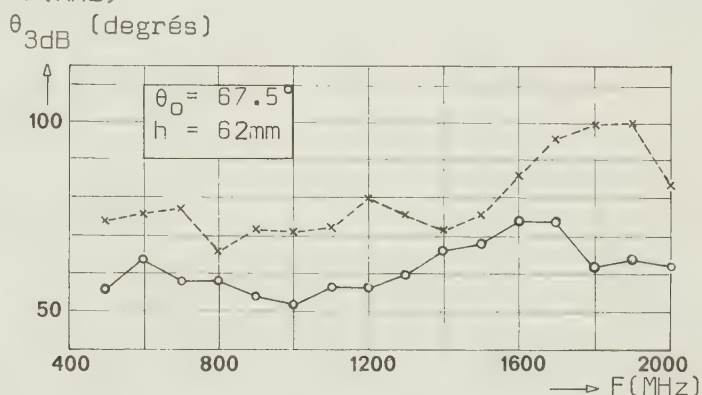
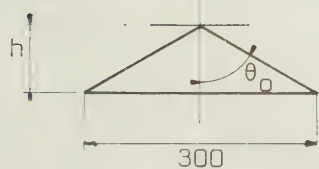
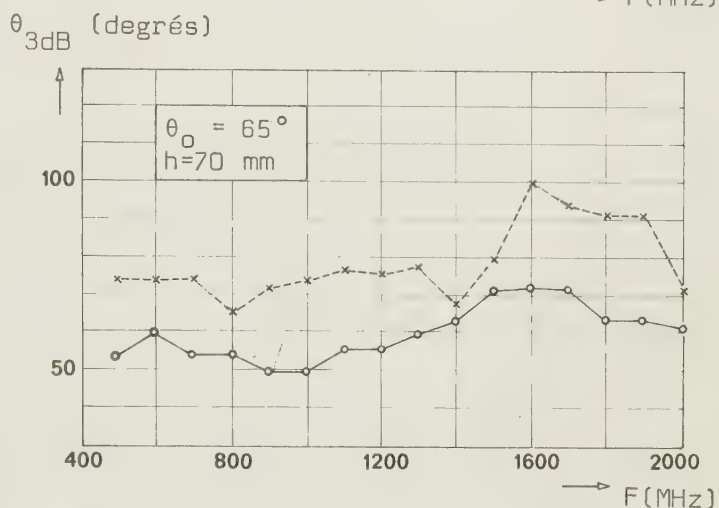
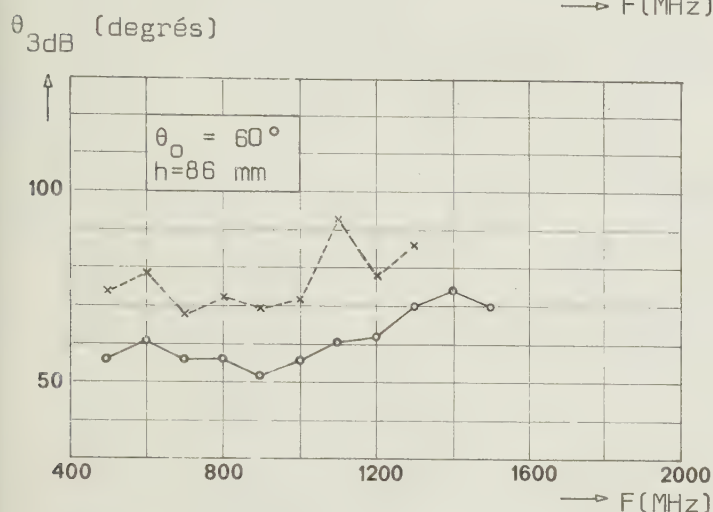
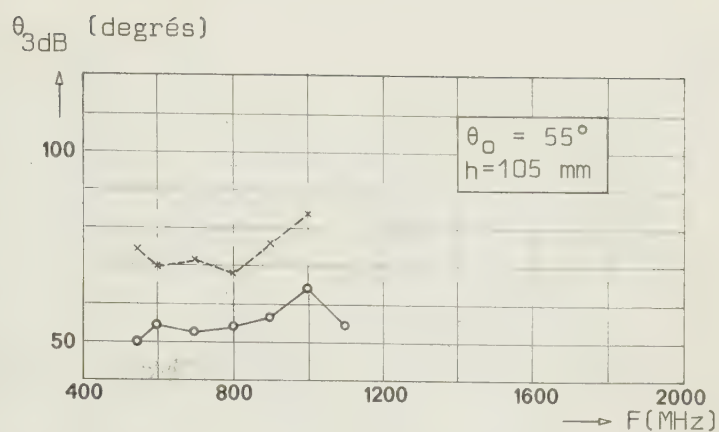
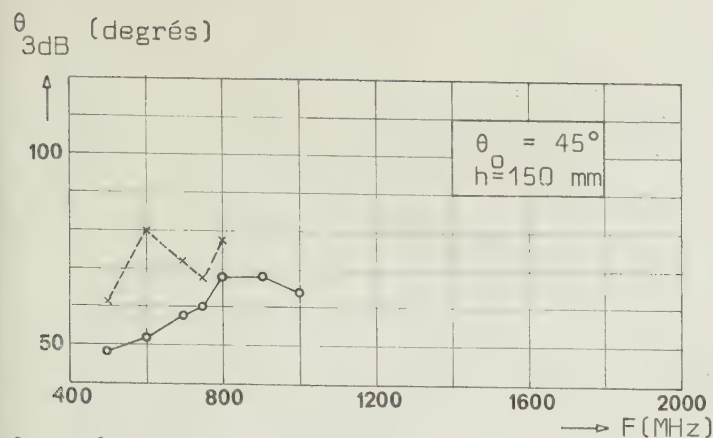
Diagrammes de directivité dans un plan de site, à quatre fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 75^{\circ}$.

Fig. 10

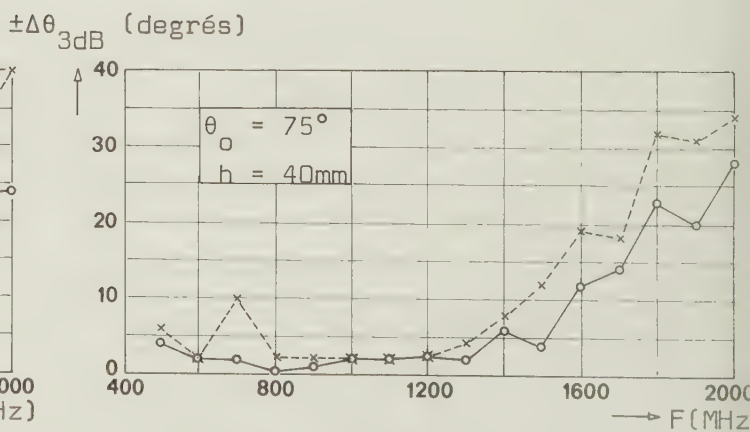
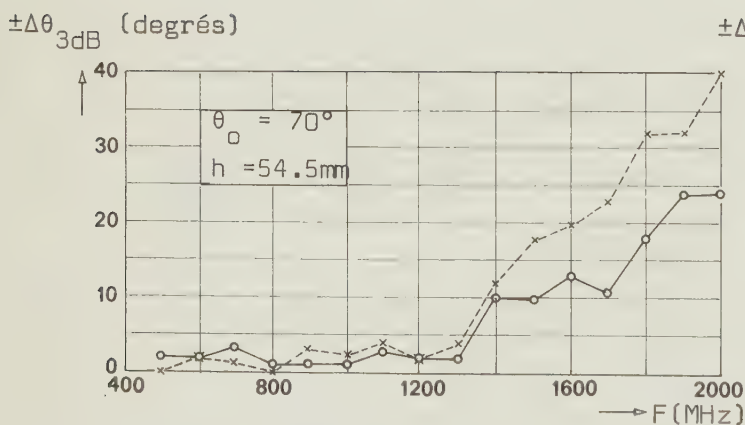
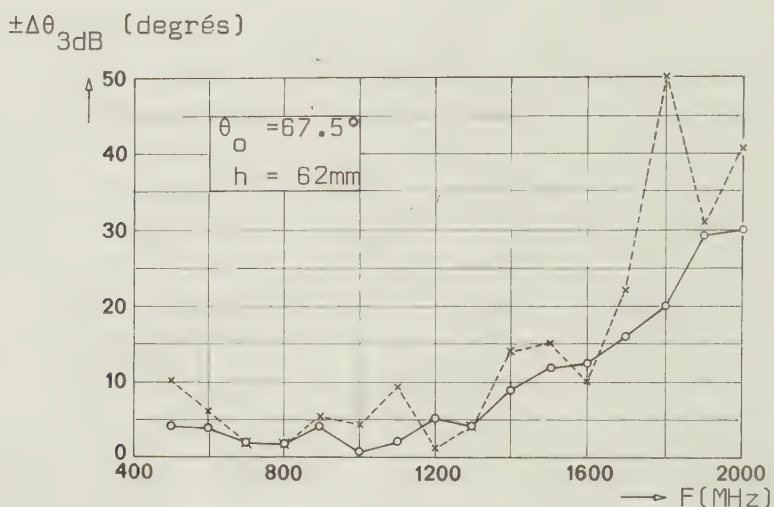
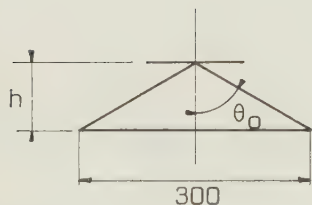
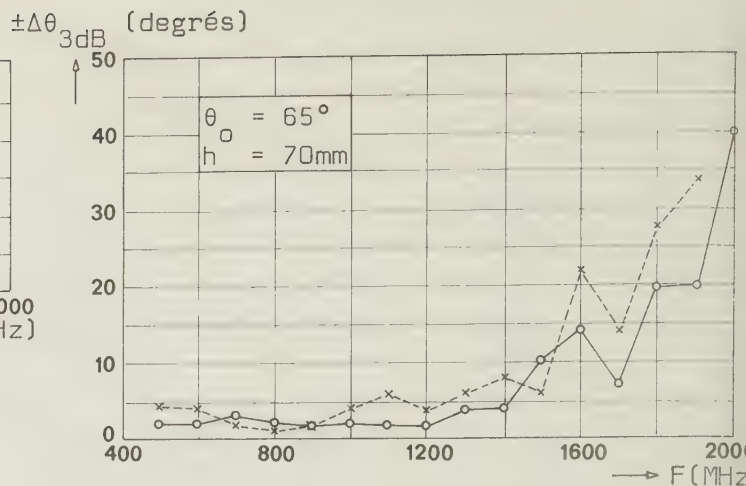
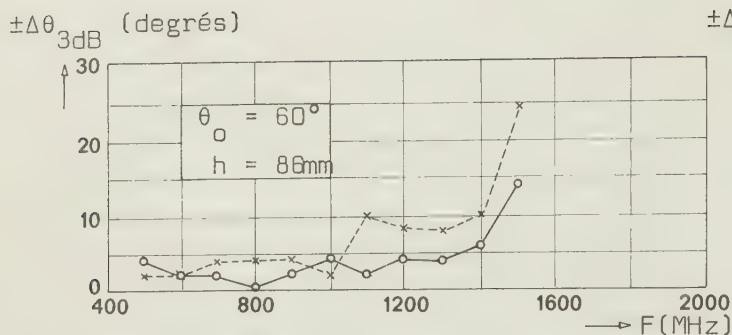


Diagrammes de directivité dans un plan de site, à deux fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (-----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^{\circ}$.

Fig. 11

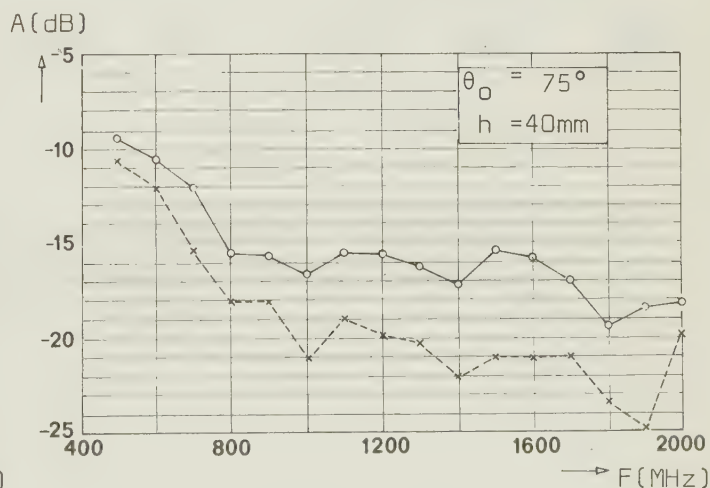
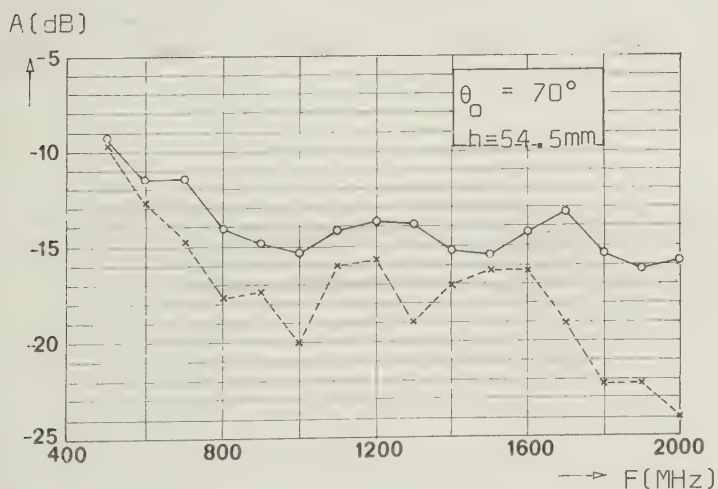
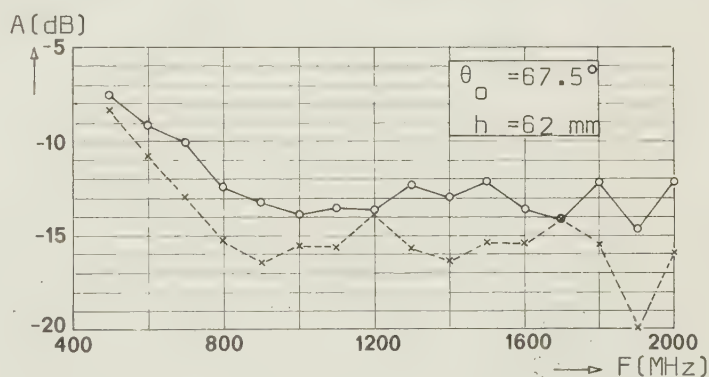
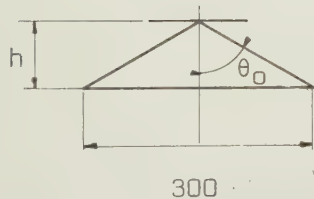
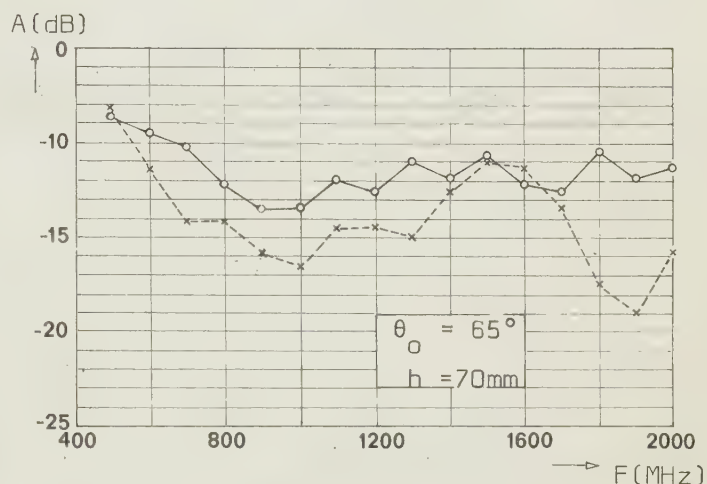
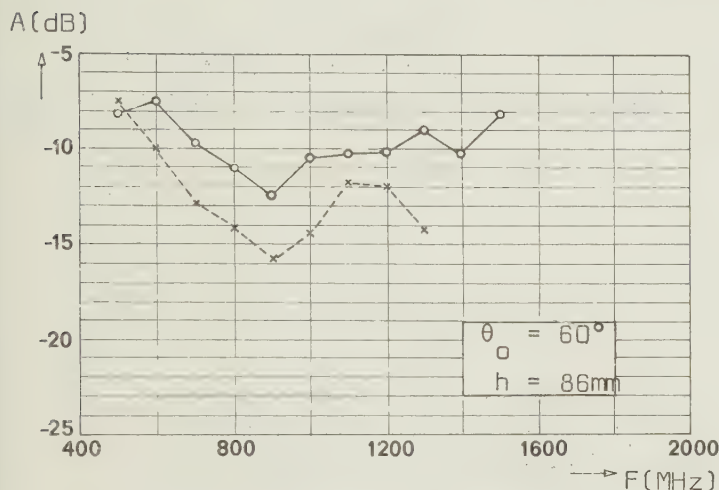
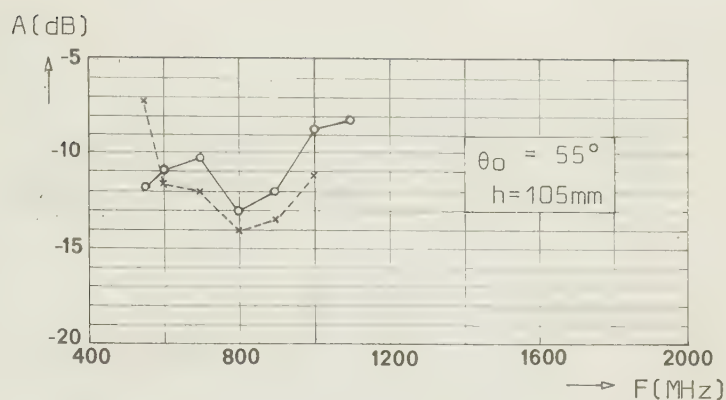
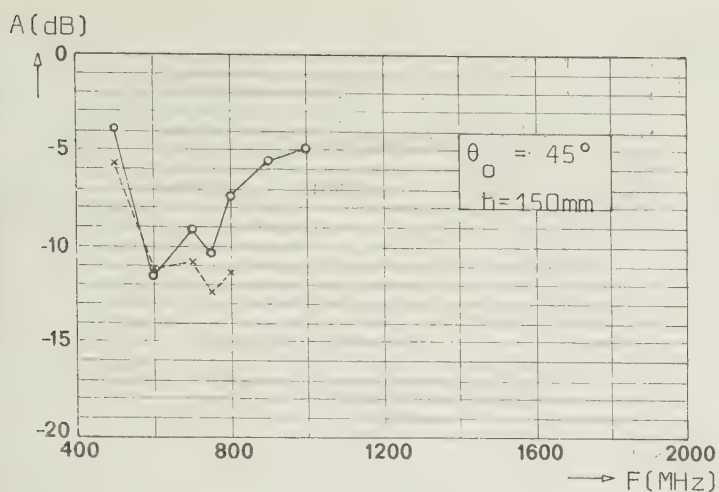


Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal pour les deux composantes E_θ (—○—) et E_ϕ (---×---) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à sept cônes réflecteurs de base de diamètre 300 mm en fonction de la fréquence.



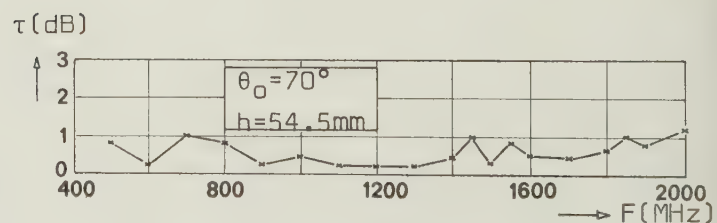
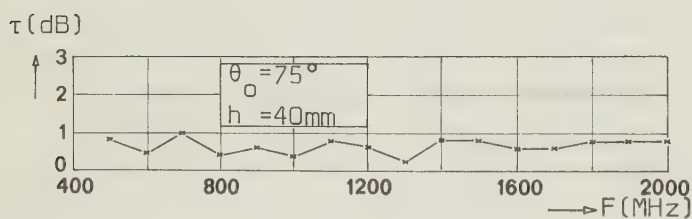
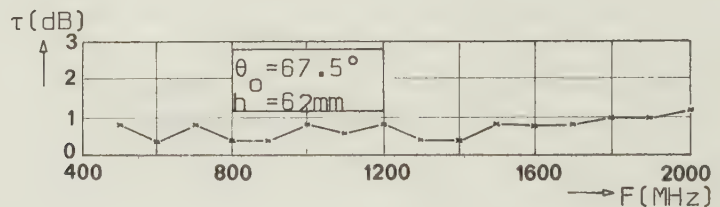
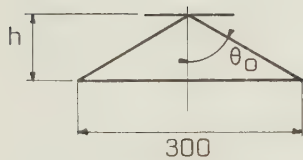
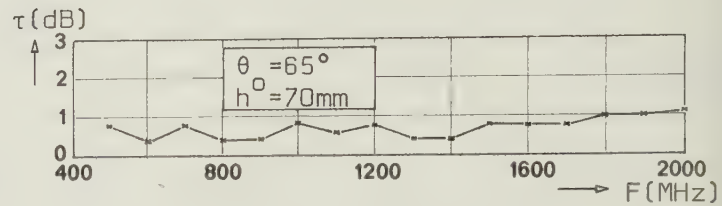
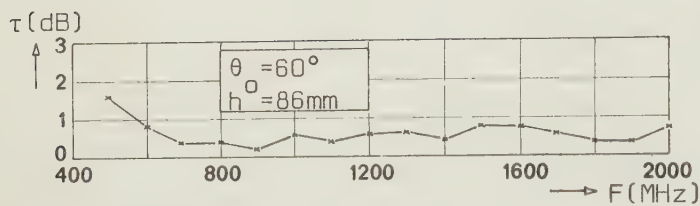
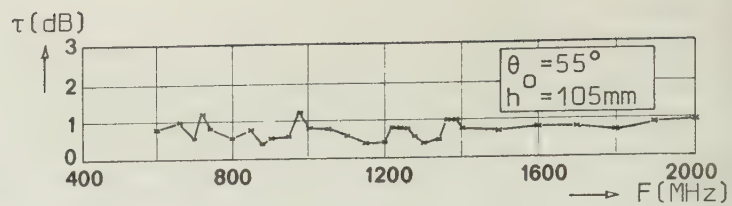
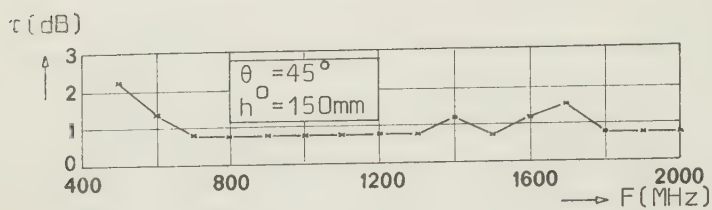
Variation maximale des ouvertures totales $\pm\Delta\theta_{3dB}$ (degrés) pour les deux composantes E_θ (—○—) et E_ϕ (---x---) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à cinq cônes réflecteurs de base de diamètre 300 mm en fonction de la fréquence.

Fig. 13



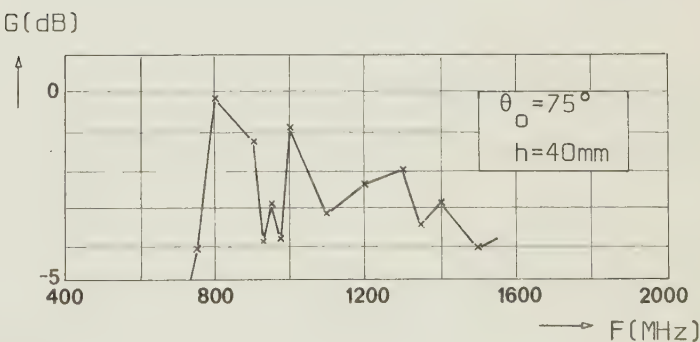
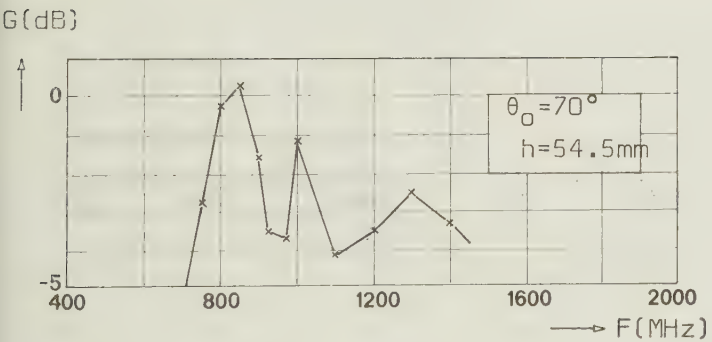
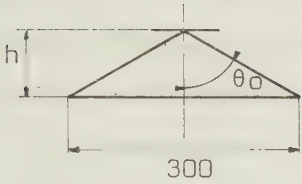
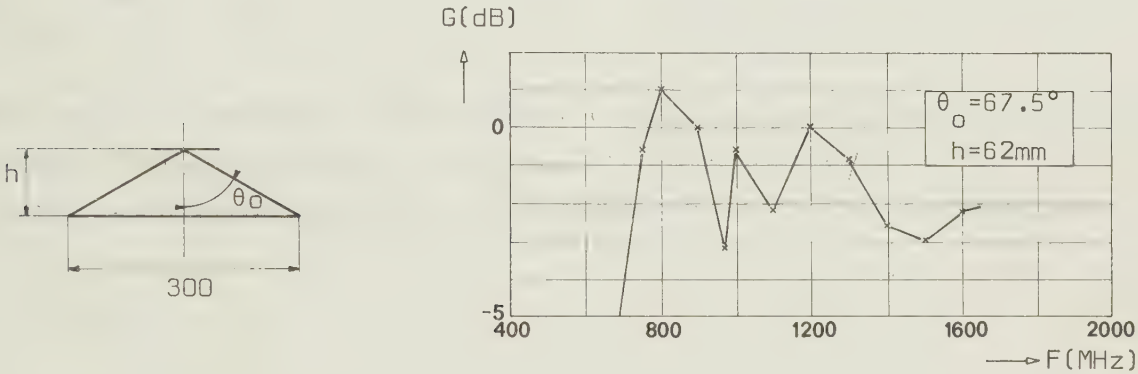
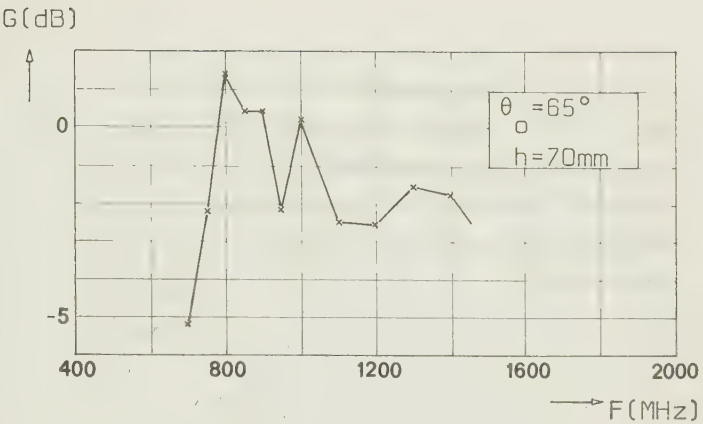
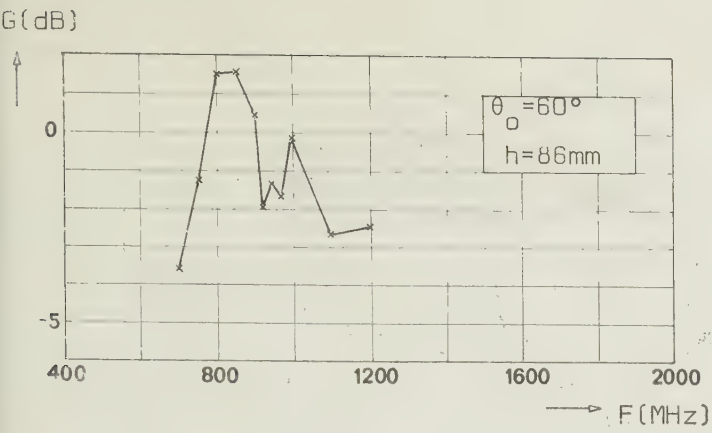
Maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière $A(\text{dB})$ rapporté au niveau du rayonnement principal pour les deux composantes E_θ (—○—) et E_ϕ (---×---) du champ rayonné correspondant à sept cônes réflecteurs de base de diamètre 300 mm en fonction de la fréquence.

Fig. 14



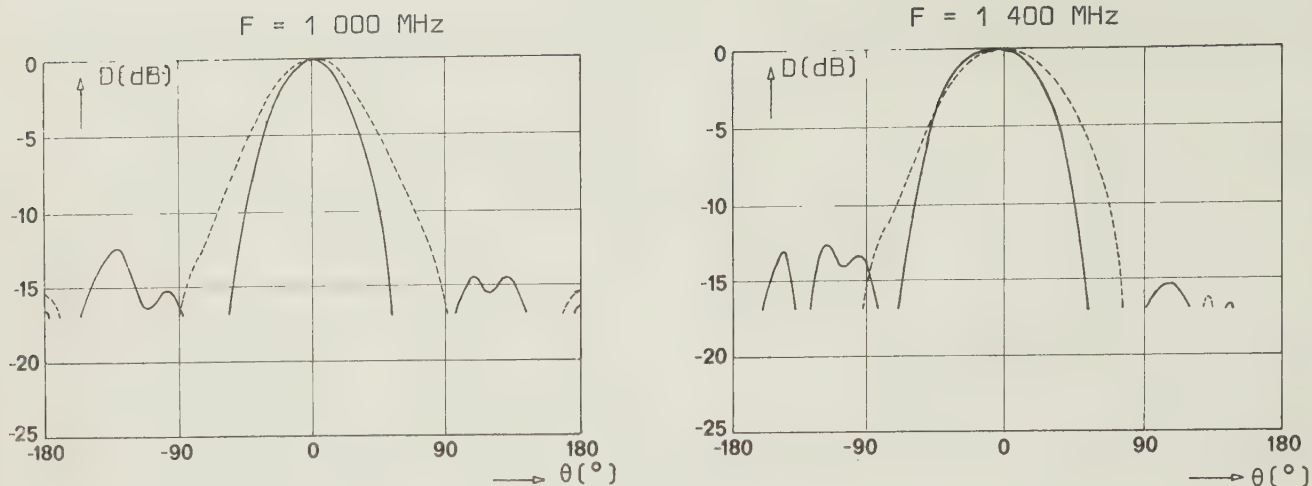
Rapport d'ellipticité τ (dB) dans l'axe de l'antenne isolée correspondant à sept cônes réflecteurs de base de diamètre 300 mm en fonction de la fréquence.

Fig. 15



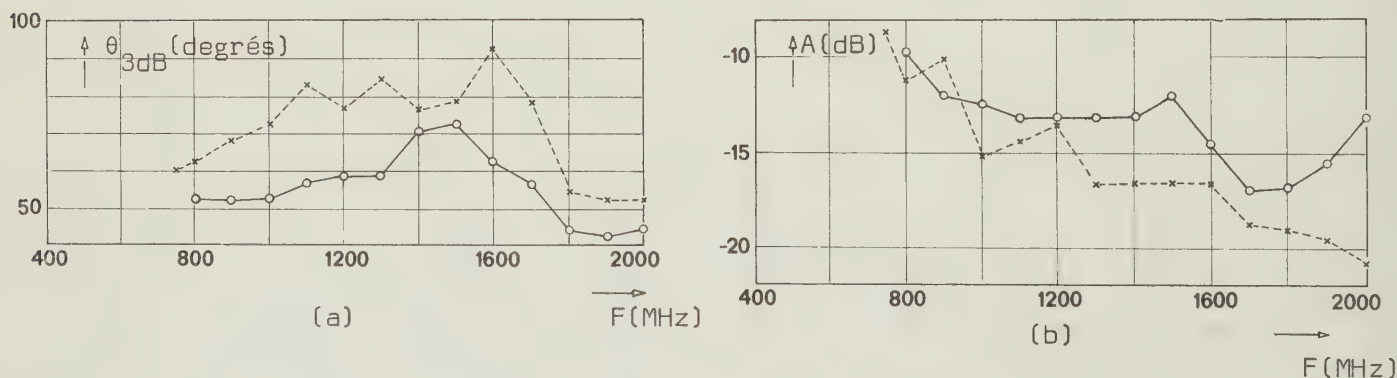
Gain isotrope linéaire $G(\text{dB})$ dans l'axe de l'antenne isolée correspondant à cinq cônes réflecteurs de base de diamètre 300 mm en fonction de la fréquence.

Fig. 16



Diagrammes de directivité dans un plan de site, à deux fréquences pour les composantes E_θ (—) et E_ϕ (----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 180 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 65^\circ$.

Fig. 17

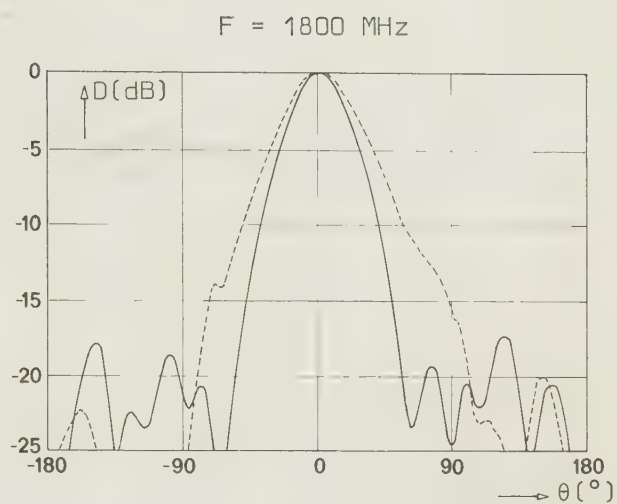
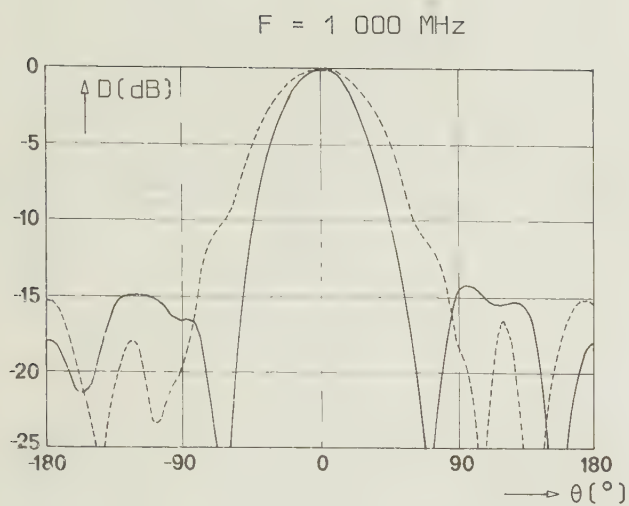


- (a) - Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal,
- (b) - Maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière A (dB) rapporté au niveau du rayonnement principal,

d'une antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 180 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 65^\circ$ en fonction de la fréquence.

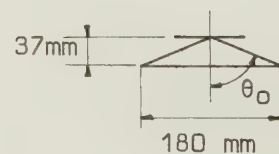
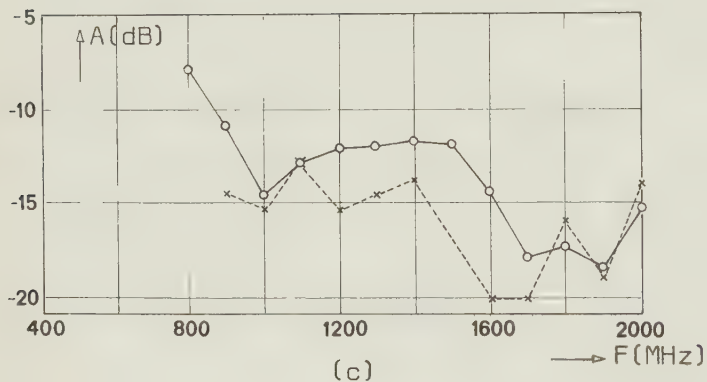
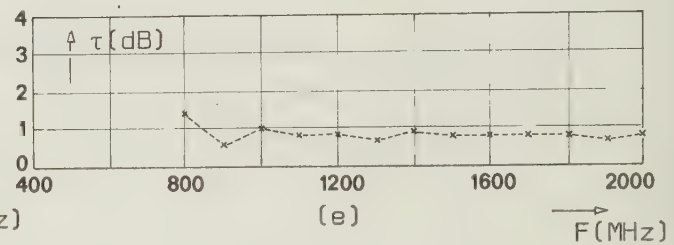
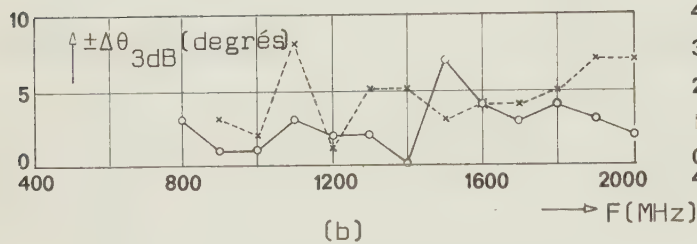
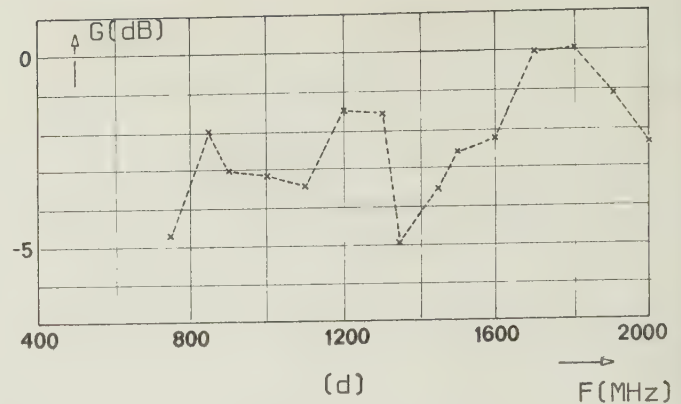
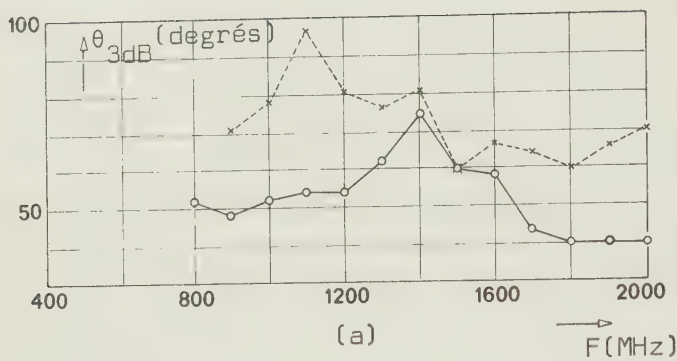
E_θ (—○—) E_ϕ (---x---).

Fig. 18



Diagrammes de directivité dans un plan de site, à deux fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (----) du champ rayonné par l'antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 180 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^{\circ}$.

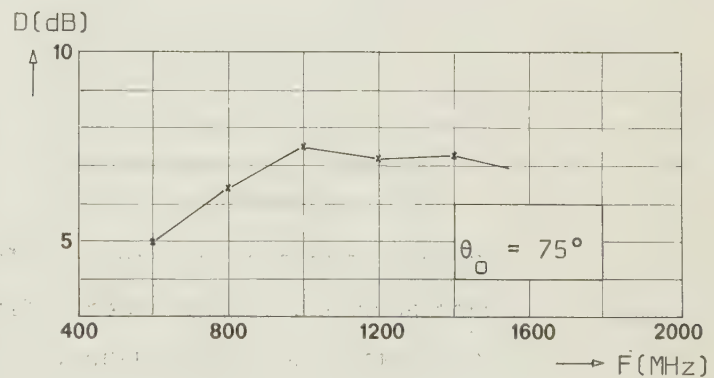
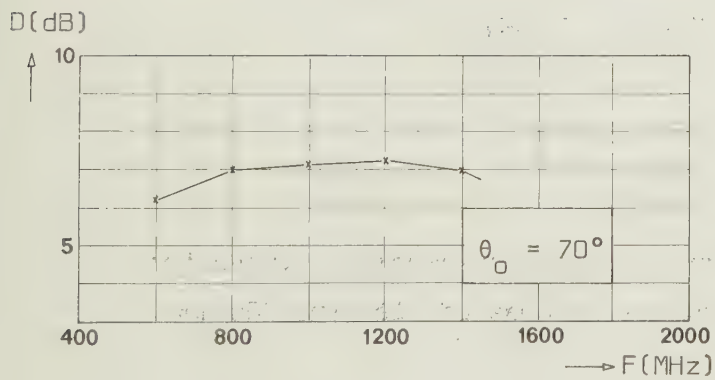
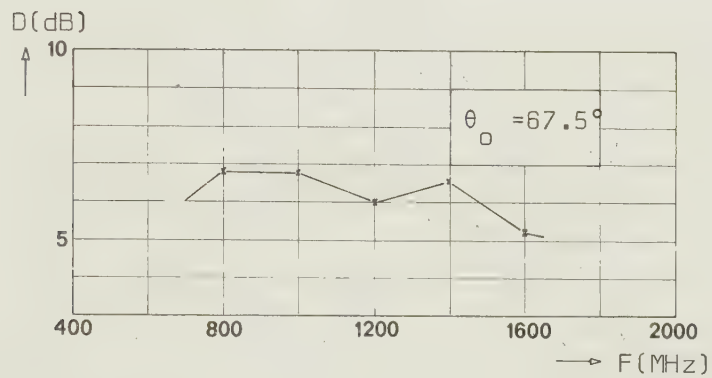
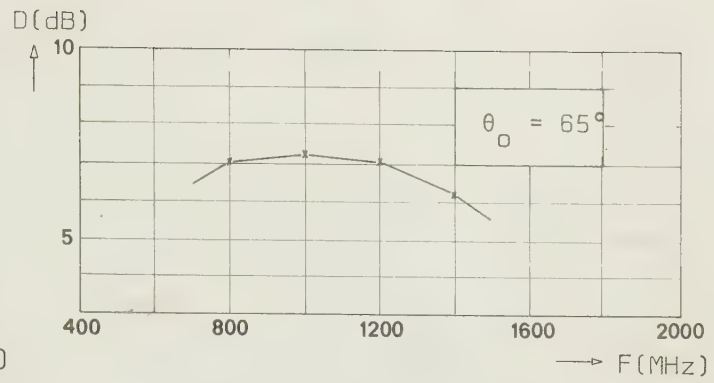
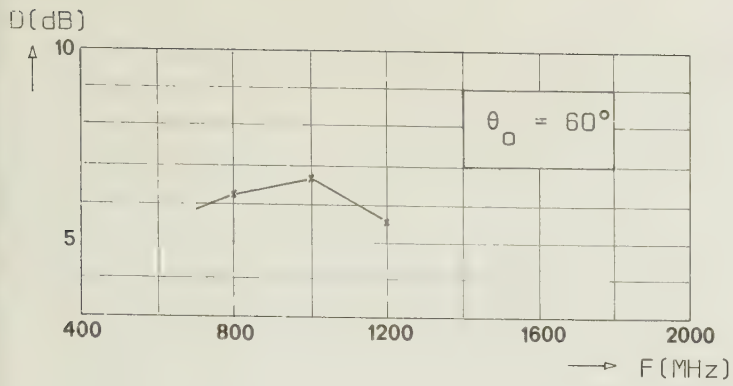
Fig. 19



- (a) - Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal,
 (b) - variation maximum des ouvertures totales $\pm\Delta\theta_{3dB}$ (degrés),
 (c) - maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière A(dB) rapporté au niveau du rayonnement principal,
 (d) - Gain isotrope linéaire G(dB) dans l'axe,
 (e) - Rapport d'ellipticité τ (dB) dans l'axe,
 d'une antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 180 mm et de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^\circ$, en fonction de la fréquence.

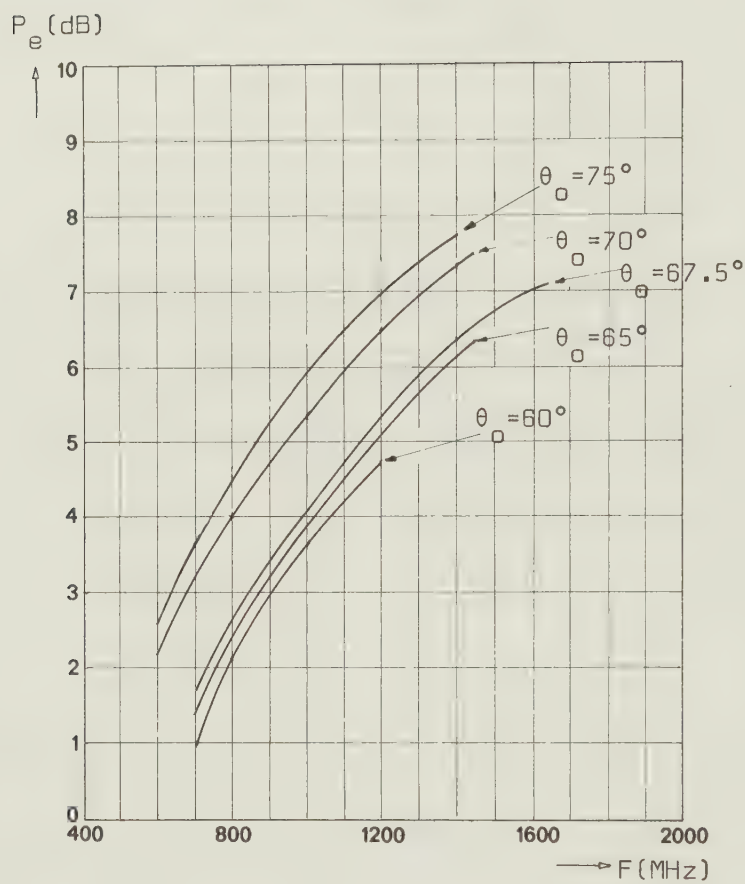
E_θ (—○—), E_ϕ (---x---) (pour a, b et c).

Fig. 20



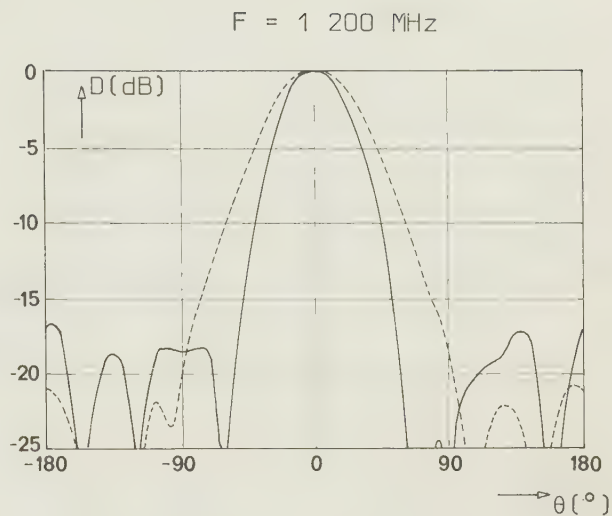
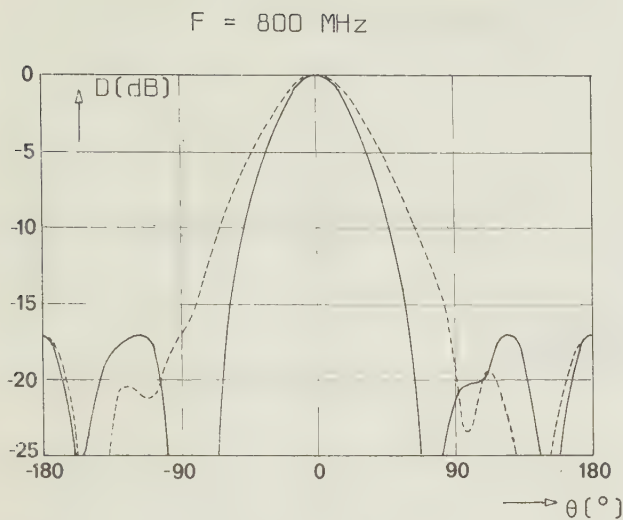
Courbes de directivité isotrope linéaire D (dB) dans l'axe de l'antenne isolée correspondant à cinq cônes réflecteurs de base de diamètre 300 mm en fonction de la fréquence.

Fig. 21



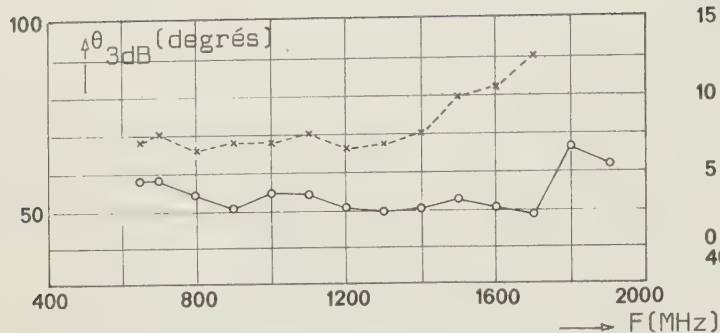
Courbes moyennes des pertes d'énergie dans les spirales rayonnantes correspondant à cinq cônes réflecteurs de base de diamètre 300 mm en fonction de la fréquence.

Fig. 22

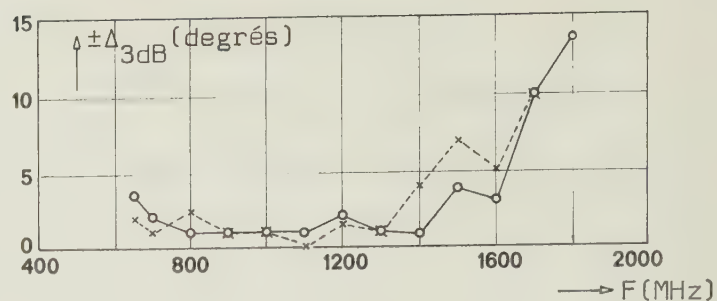


Diagrammes de directivité dans un plan de site à deux fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (----) du champ rayonné par une antenne isolée correspondant à un cône à demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^{\circ}$ et de base de diamètre 180 mm prolongée par un plan réflecteur de 300 mm.

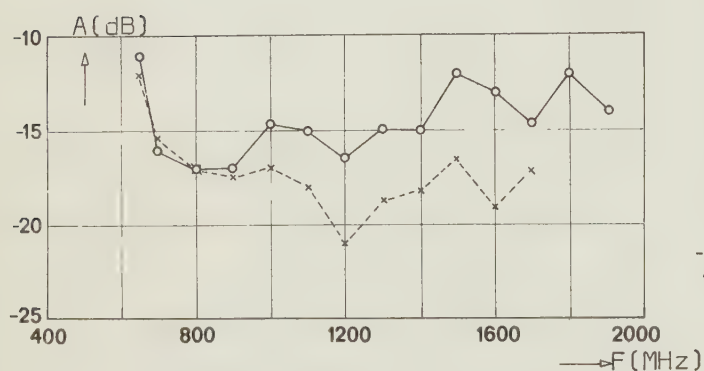
Fig. 23



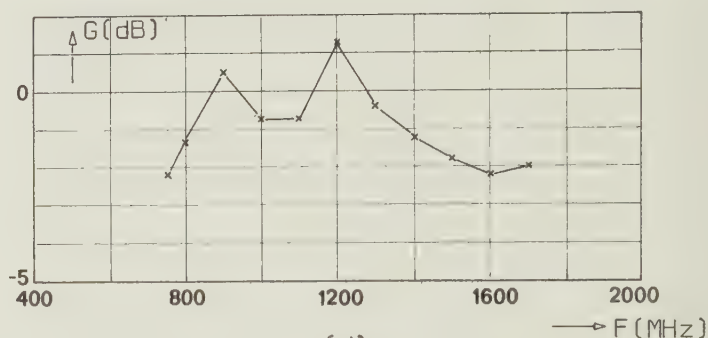
(a)



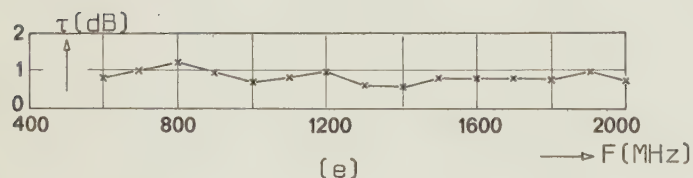
(b)



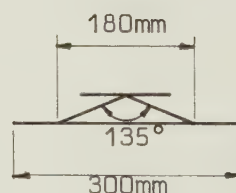
(c)



(d)



(e)

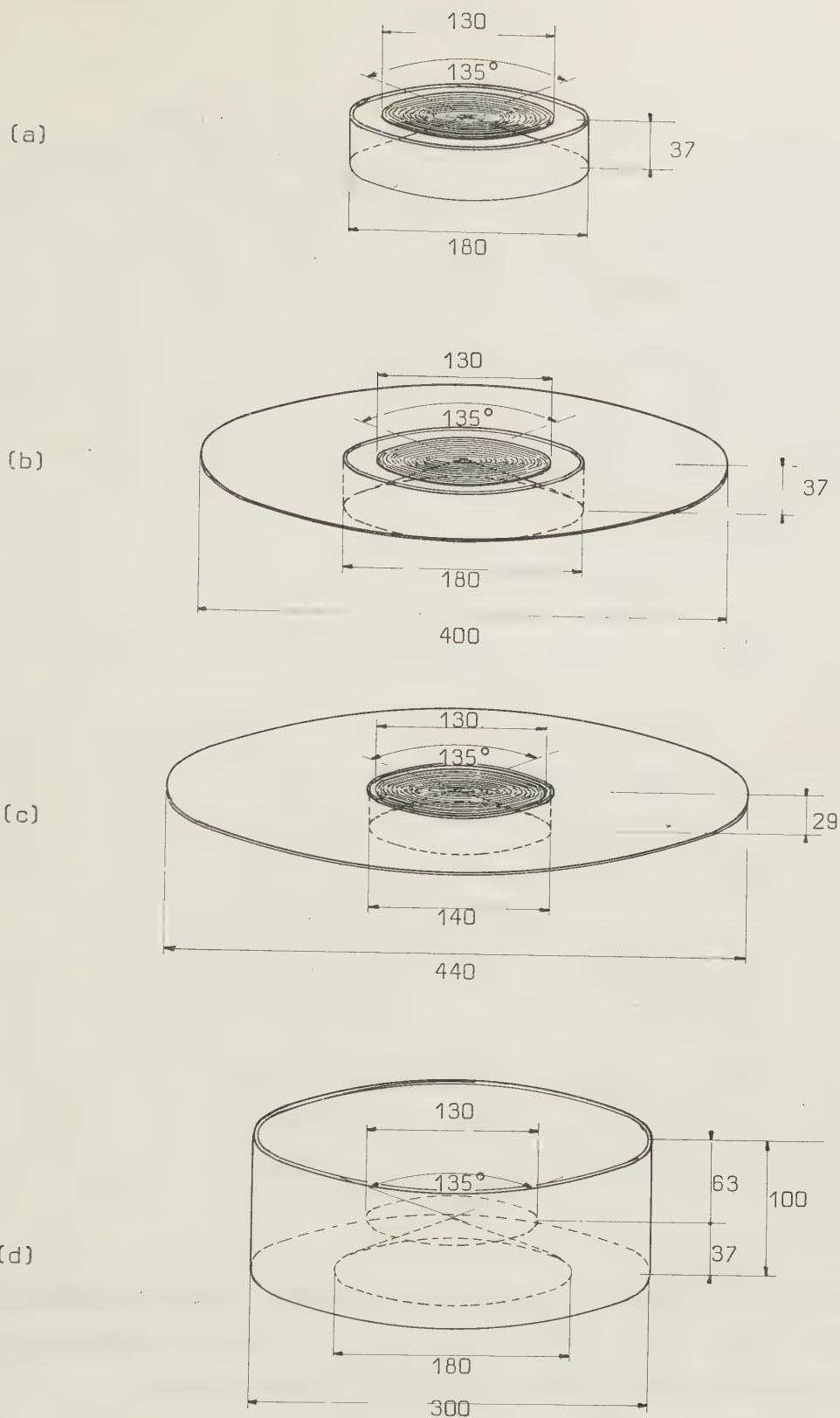


- (a) - Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal,
- (b) - Variation maximum des ouvertures totales $\pm \Delta\theta_{3dB}$ (degrés),
- (c) - Maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière A (dB) rapporté au niveau du rayonnement principal,
- (d) - Gain isotrope linéaire G (dB) dans l'axe,
- (e) - Rapport d'ellipticité τ (dB) dans l'axe,

d'une antenne isolée correspondant à un cône de demi-angle au sommet $\theta_0 = 67.5^\circ$ et de base de diamètre 180 mm prolongée par un plan réflecteur de 300 mm, en fonction de la fréquence.

E_θ (—○—), E_ϕ (---x---) (pour a, b et c).

Fig. 24



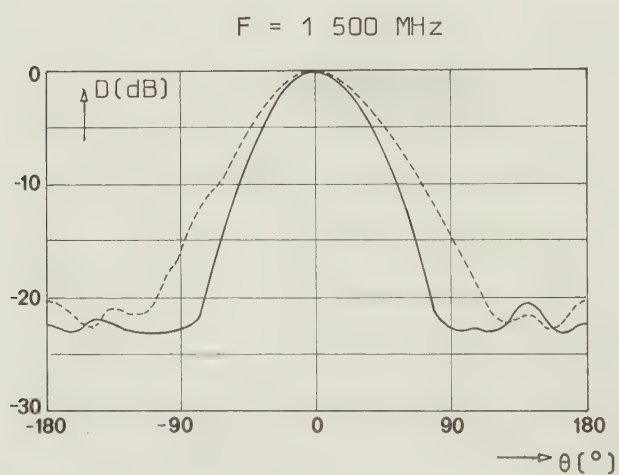
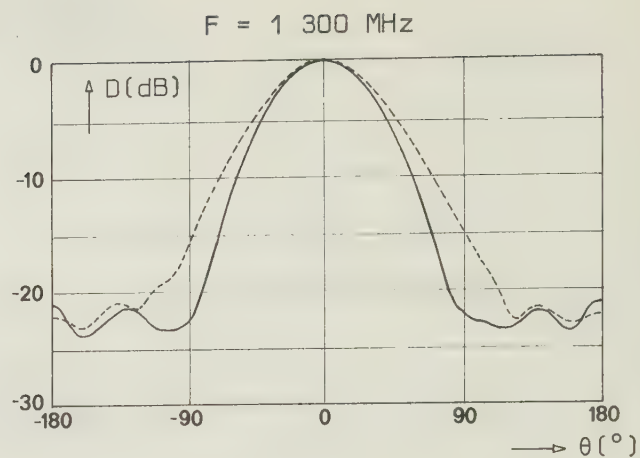
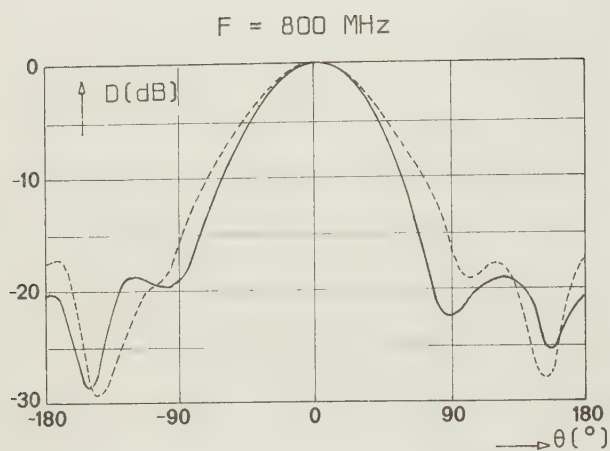
Configurations des différentes antennes à cavité encastrées dans une structure :

- (a) - C(180, 180, 0, 37, 180),
- (b) - C(180, 180, 0, 37, 400),
- (c) - C(140, 140, 0, 29, 440),
- (d) - C(180, 300, 63, 37, 300).

Echelle 1/5.

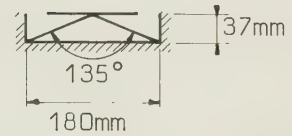
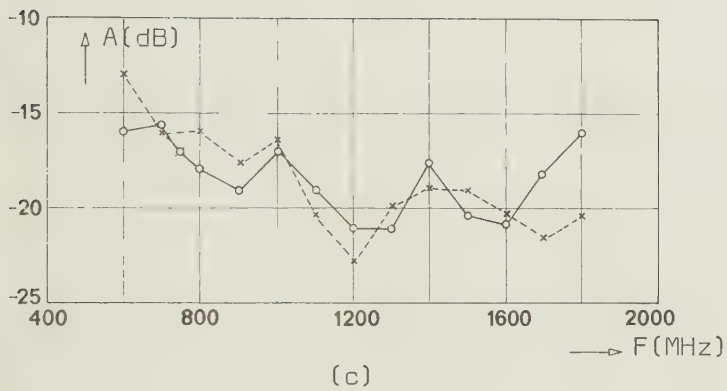
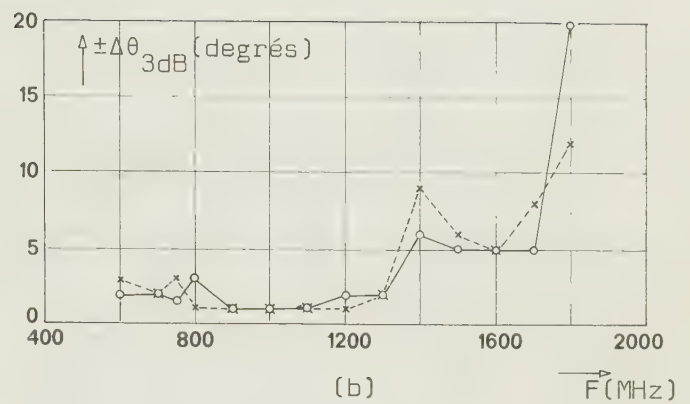
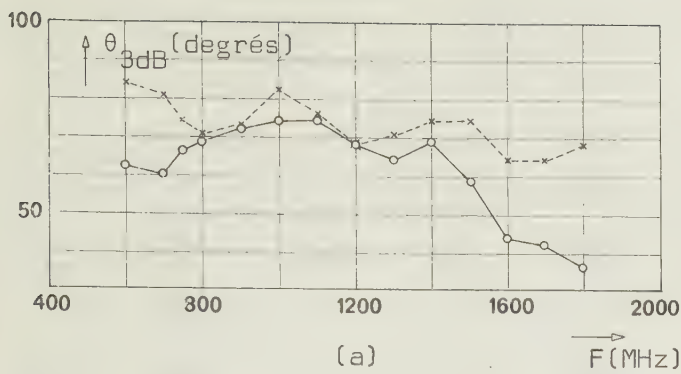
(Les dimensions sont données en mm)

Fig. 25



Diagrammes de directivité dans un plan de site à trois fréquences pour les composantes E_θ (—) et E_ϕ (----) du champ rayonné par une antenne encastrée correspondant à la configuration $C(180, 180, 0, 37, 180)$.

Fig. 26

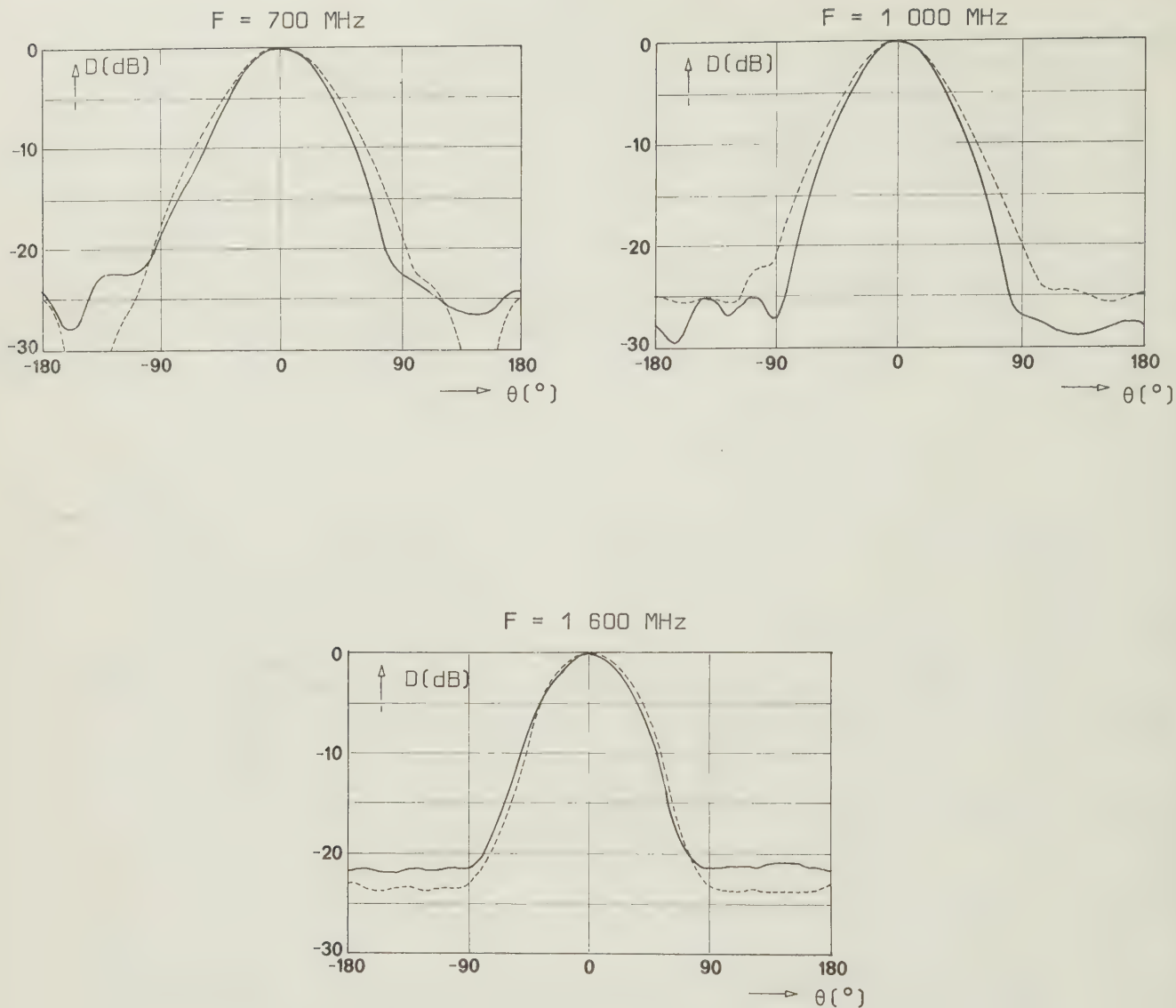


- (a) - Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal,
 (b) - variation maximum des ouvertures totales $\pm\Delta\theta_{3dB}$ (degrés),
 (c) - maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière A(dB) rapporté au niveau du rayonnement principal,

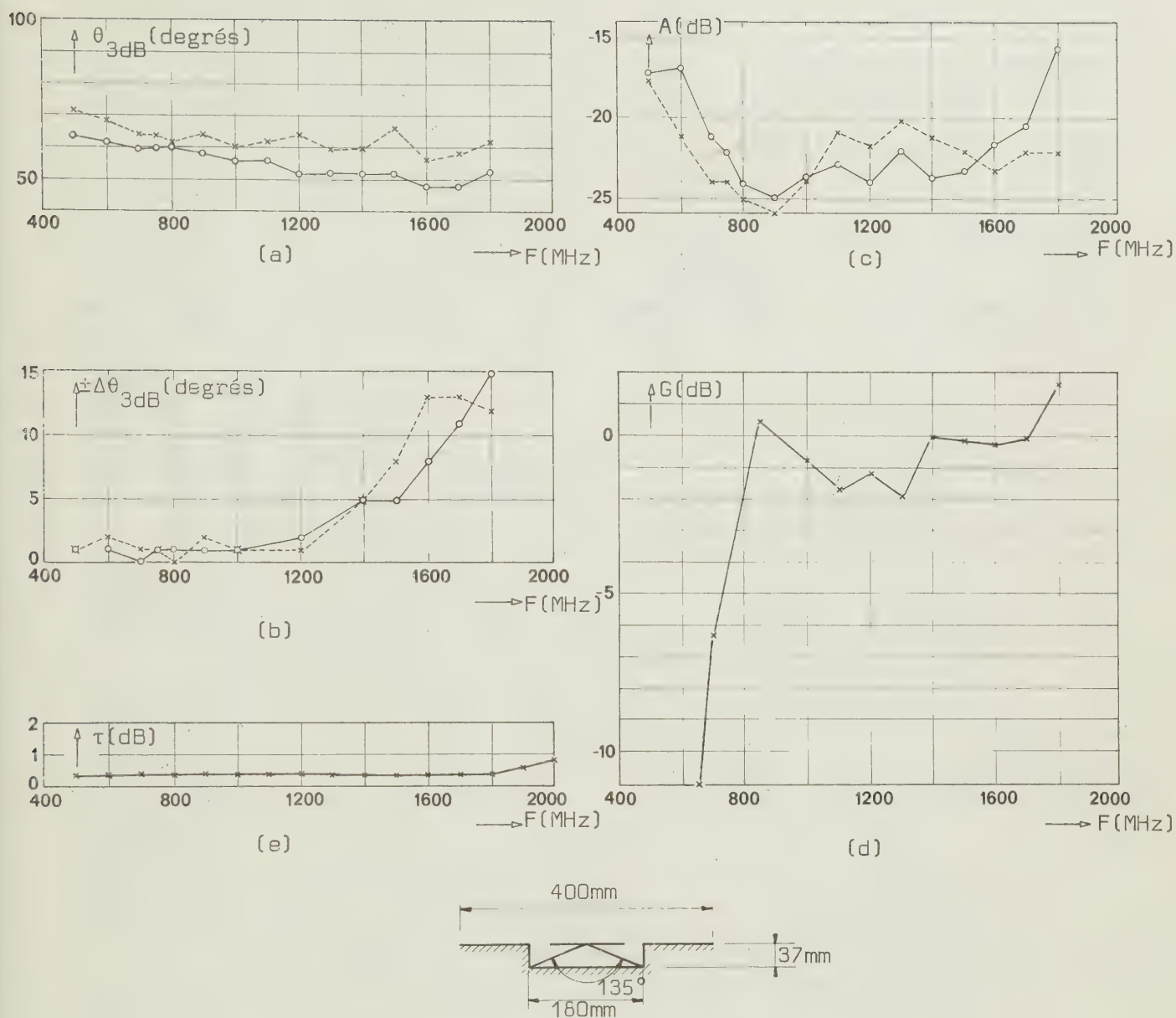
d'une antenne encastrée correspondant à la configuration C(180, 180; 0, 37, 180), en fonction de la fréquence.

E_{θ} (—○—), E_{ϕ} (---x---).

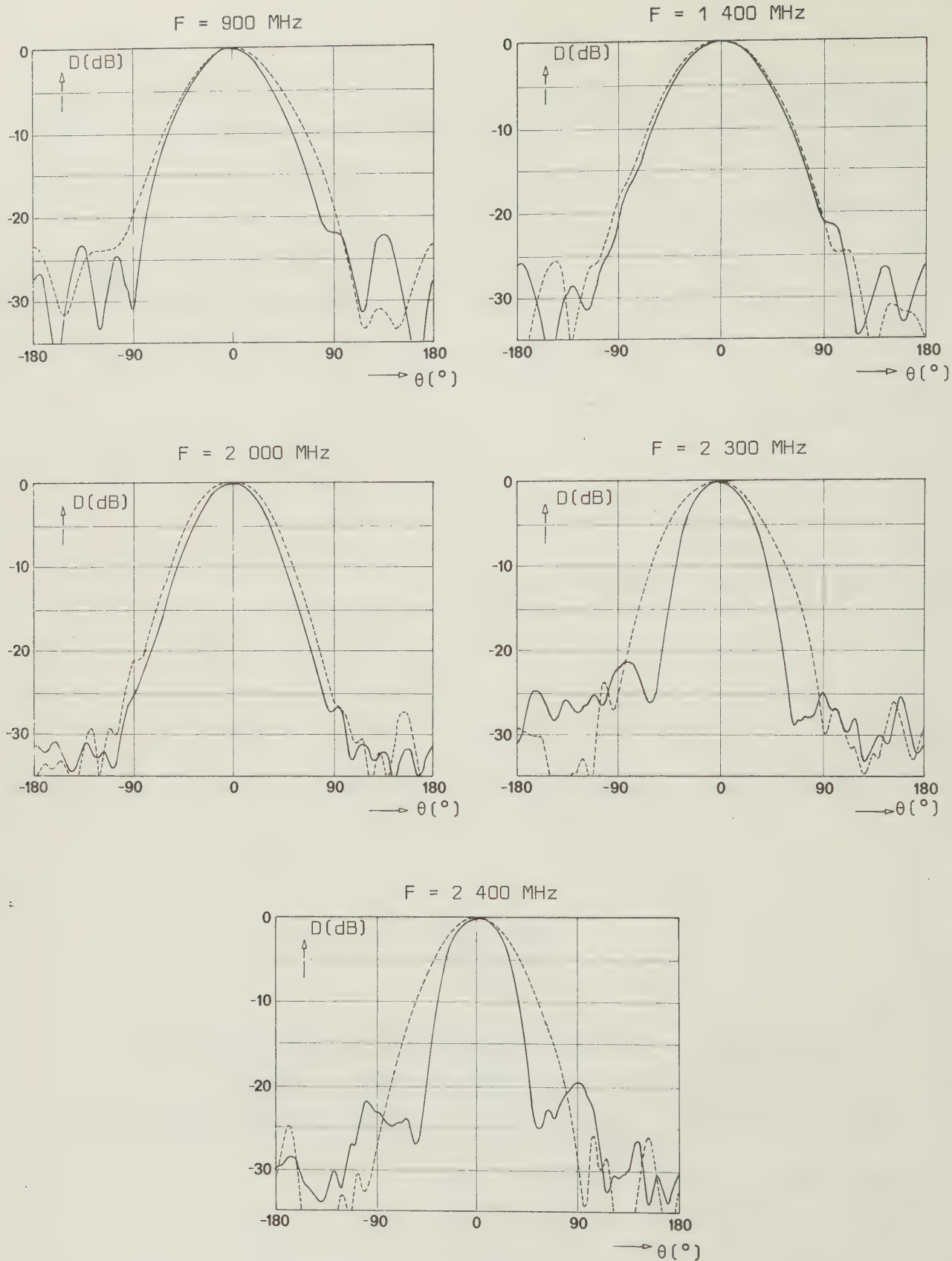
Fig. 27



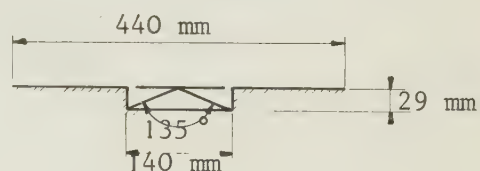
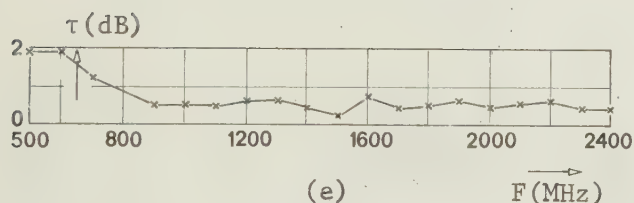
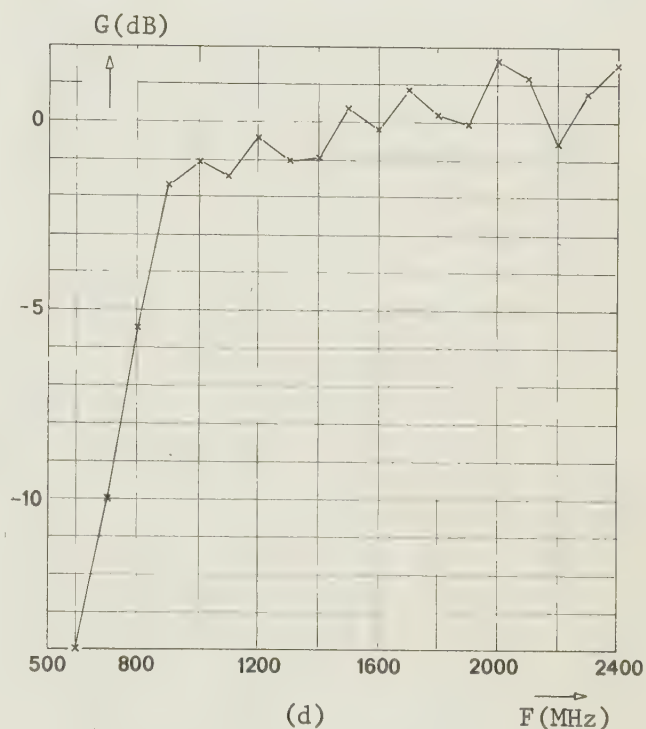
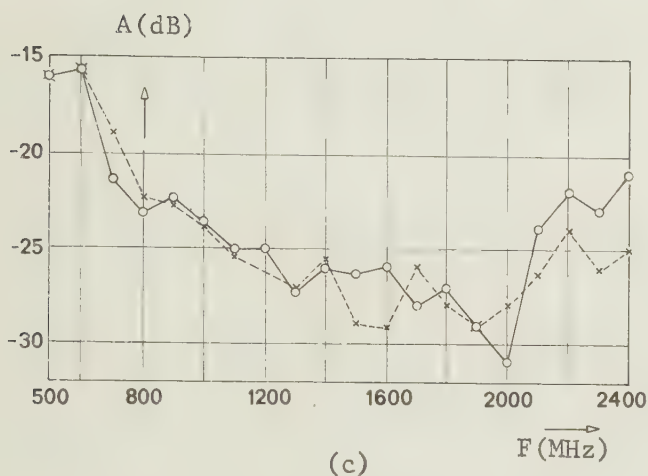
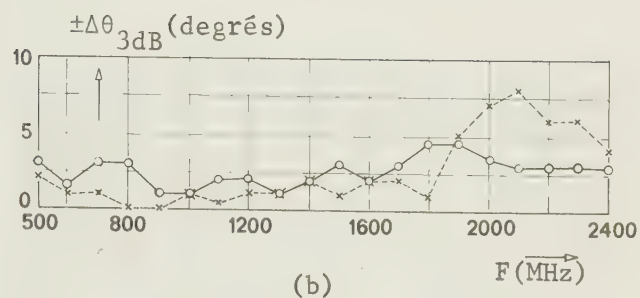
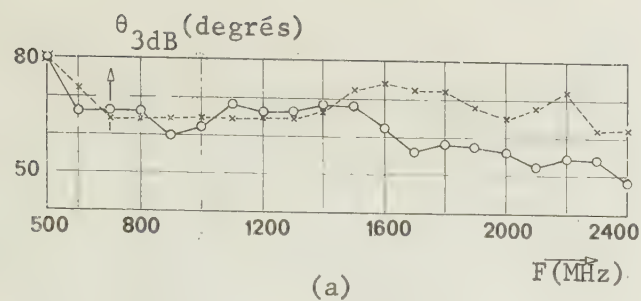
Diagrammes de directivité dans un plan de site à trois fréquences pour les composantes E_θ (—) et E_ϕ (----) du champ rayonné par une antenne encastrée correspondant à la configuration C(180, 180, 0, 37, 400).



- (a) - Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal,
 (b) - variation maximum des ouvertures totales $\pm\Delta\theta_{3dB}$ (degrés),
 (c) - maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière A (dB) rapporté au niveau du rayonnement principal,
 (d) - gain isotrope linéaire G (dB) dans l'axe,
 (e) - rapport d'ellipticité τ (dB) dans l'axe,
- d'une antenne encastrée correspondant à la configuration C(180, 180, 0, 37, 400), en fonction de la fréquence.
- E_θ (—○—), E_ϕ (---x---) (pour a, b et c).



Diagrammes de directivité dans un plan de site à cinq fréquences pour les composantes E_{θ} (—) et E_{ϕ} (-----) du champ rayonné par une antenne encastrée correspondant à la configuration $C(140, 140, 0, 29, 440)$.

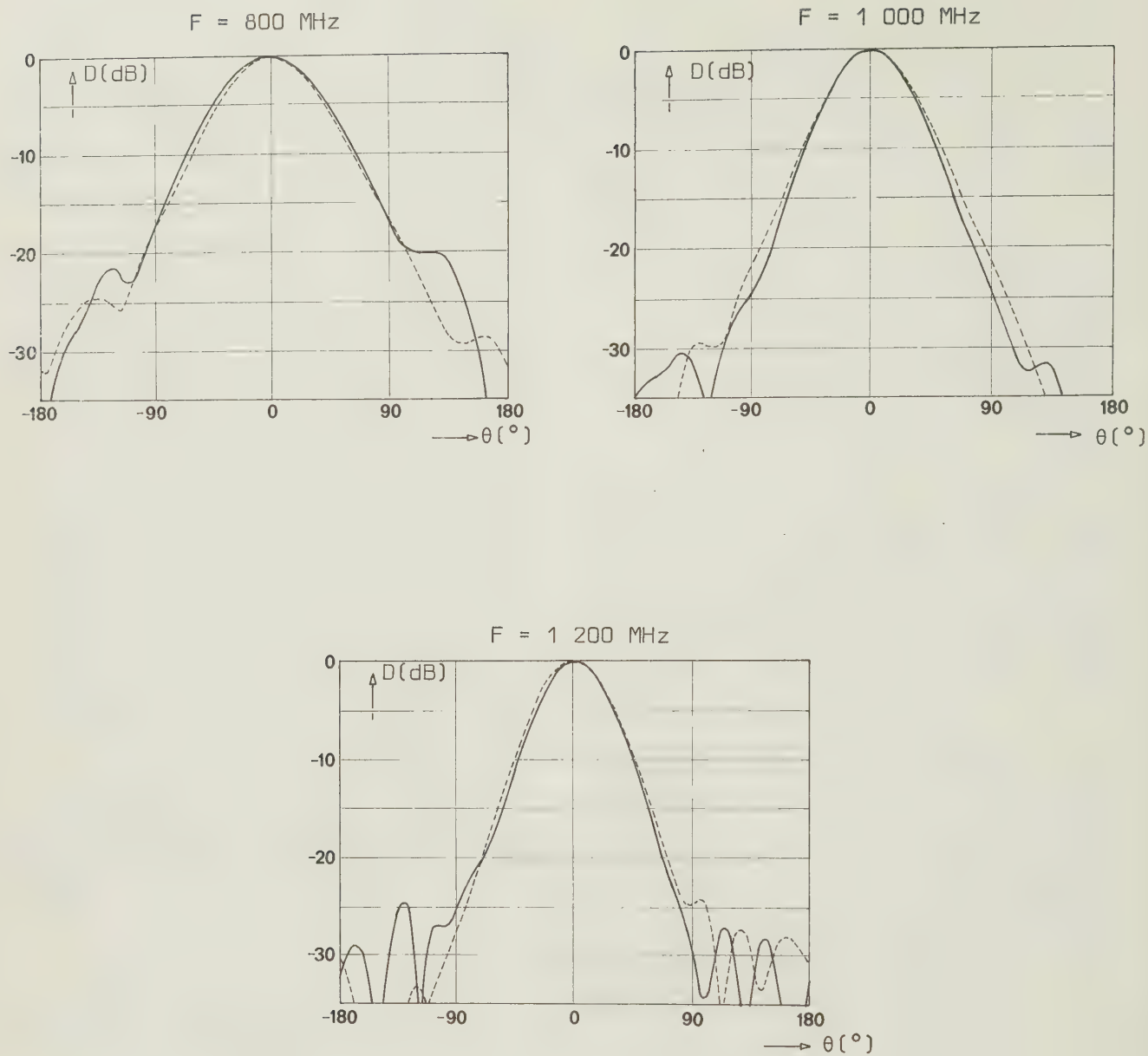


- (a) - Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} (degrés) du lobe principal,
- (b) - Variation maximum des ouvertures totales $\pm\Delta\theta_{3dB}$ (degrés),
- (c) - Maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière A(dB) rapporté au niveau du rayonnement principal,
- (d) - Gain isotrope linéaire G(dB) dans l'axe,
- (e) - Rapport d'ellipticité τ (dB) dans l'axe,

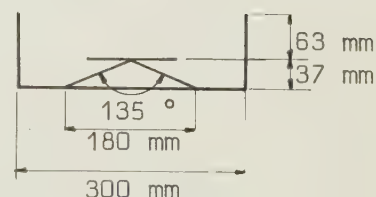
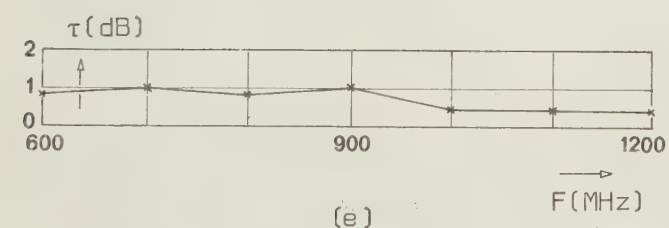
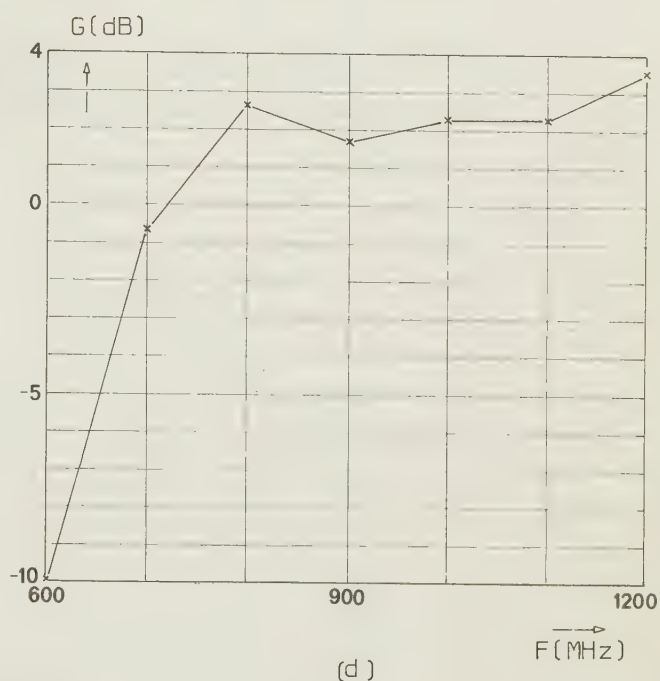
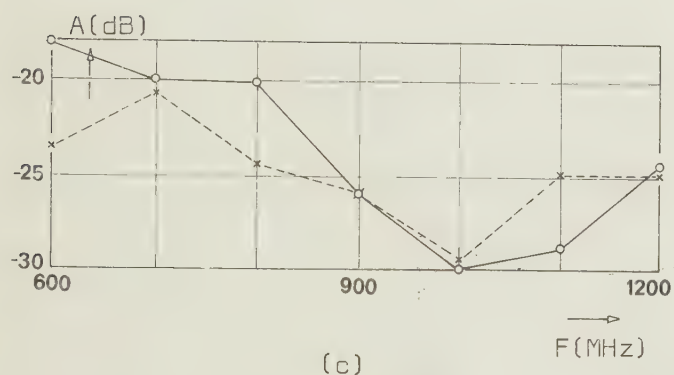
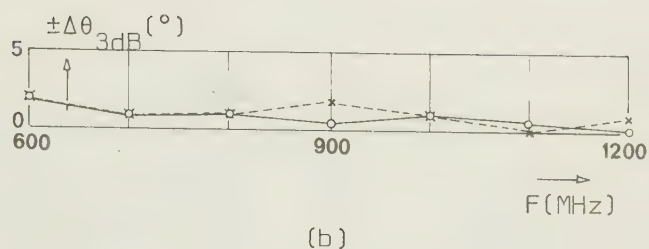
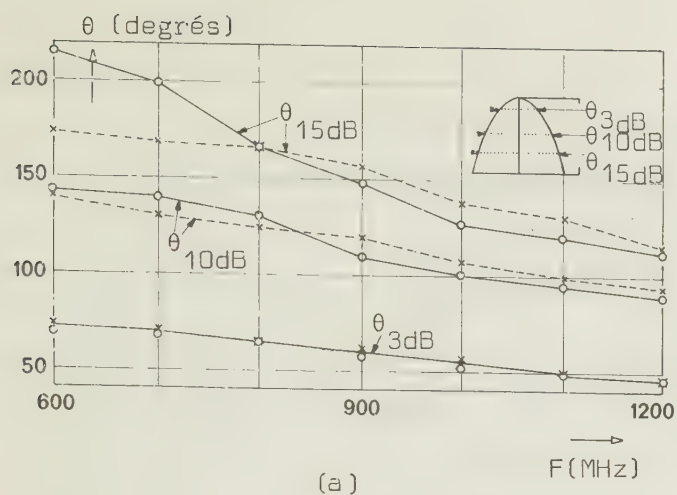
d'une antenne encastrée correspondant à la configuration C(140, 140, 0, 29, 440), en fonction de la fréquence.

E_{θ} (—○—), E_{ϕ} (---x---) (pour a, b et c)

Fig. 31



Diagrammes de directivité dans un plan de site à trois fréquences pour les composantes E_θ (—) et E_ϕ (-----) du champ rayonné par une antenne encastrée correspondant à la configuration C(180, 300, 63, 37, 300).

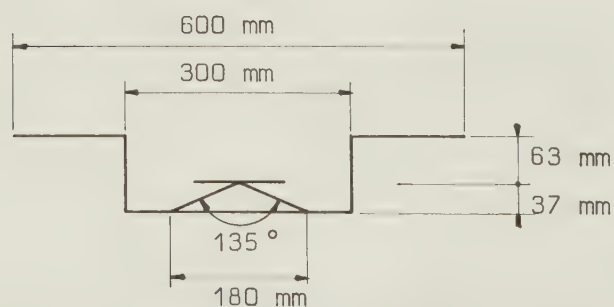
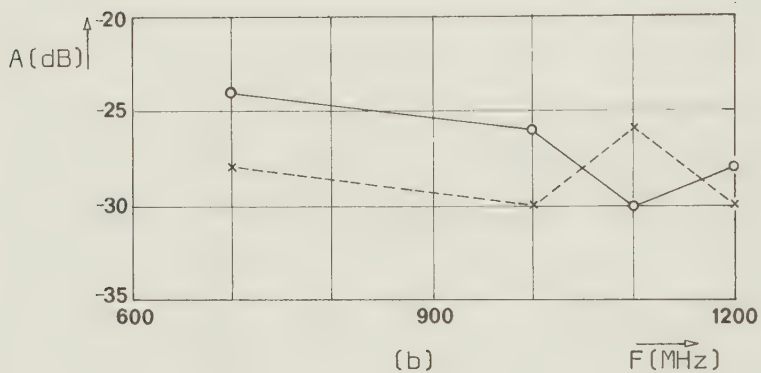
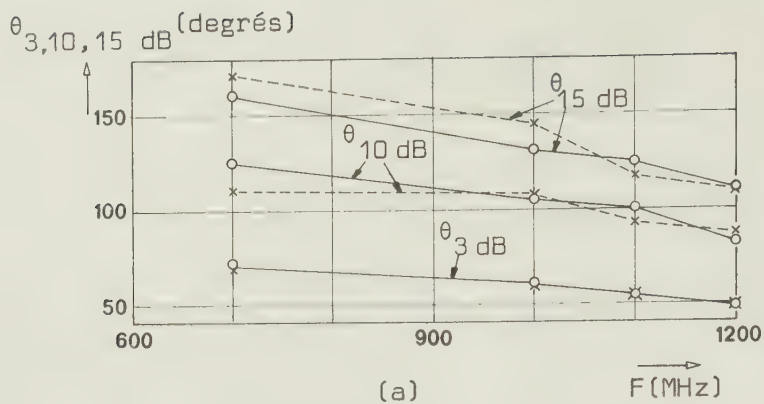


- (a) Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} , à 10 dB (θ_{10dB}), à 15 dB (θ_{15dB}), en degrés, du lobe principal.
 (b) Variation maximum des ouvertures totales $\pm \Delta \theta_{3dB}$ (degrés).
 (c) Maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière A (dB) rapporté au niveau du rayonnement principal.
 (d) Gain isotrope linéaire G (dB) dans l'axe.
 (e) rapport d'ellipticité τ (dB) dans l'axe.

D'une antenne encastrée correspondant à la configuration C(180, 300, 63, 37, 300), en fonction de la fréquence.

E_θ (—○—), E_ϕ (---x---) (pour a, b et c).

Fig. 33

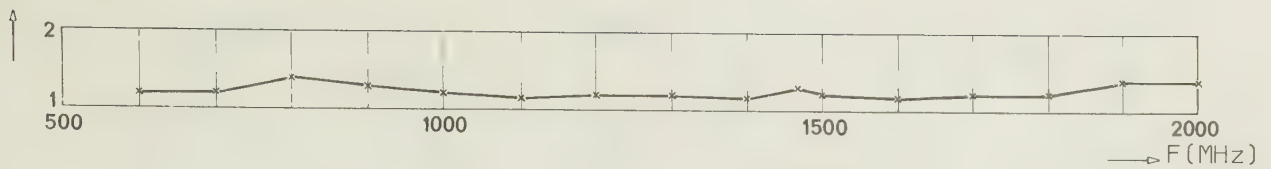


- (a) Ouverture totale à mi-puissance θ_{3dB} , à 10 dB (θ_{10dB}) à 15 dB (θ_{15dB}), en degrés, du lobe principal,
- (b) Maximum des lobes secondaires ou du rayonnement arrière $A(dB)$ rapporté au niveau du rayonnement principal,
- d'une antenne encastrée correspondant à la configuration C(180, 300, 63, 37, 600) en fonction de la fréquence.

E_{θ} (—○—), E_{ϕ} (---x---).

Fig. 33 bis

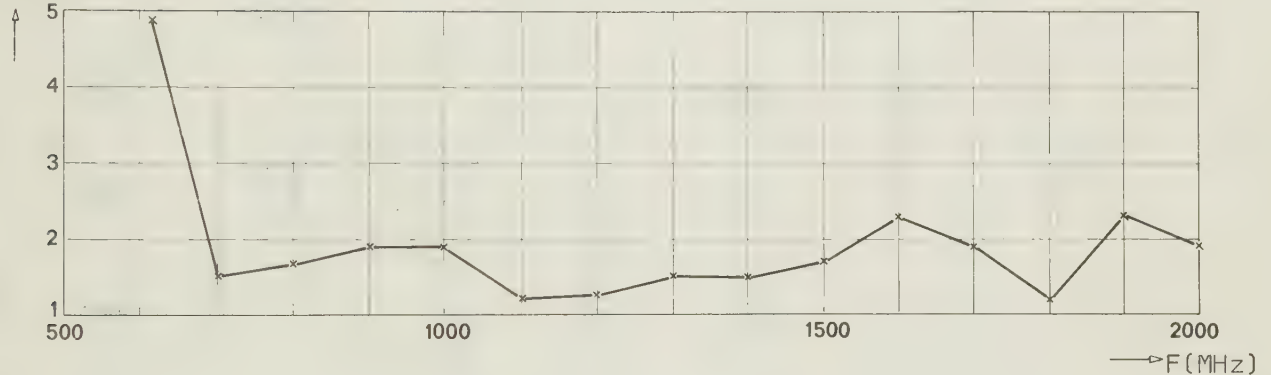
R.O.S.



Rapport d'ondes stationnaires de l'impédance d'entrée rapportée à 50Ω correspondant à une antenne encastrée de configuration C(180, 180, 0, 37, 400), en fonction de la fréquence.

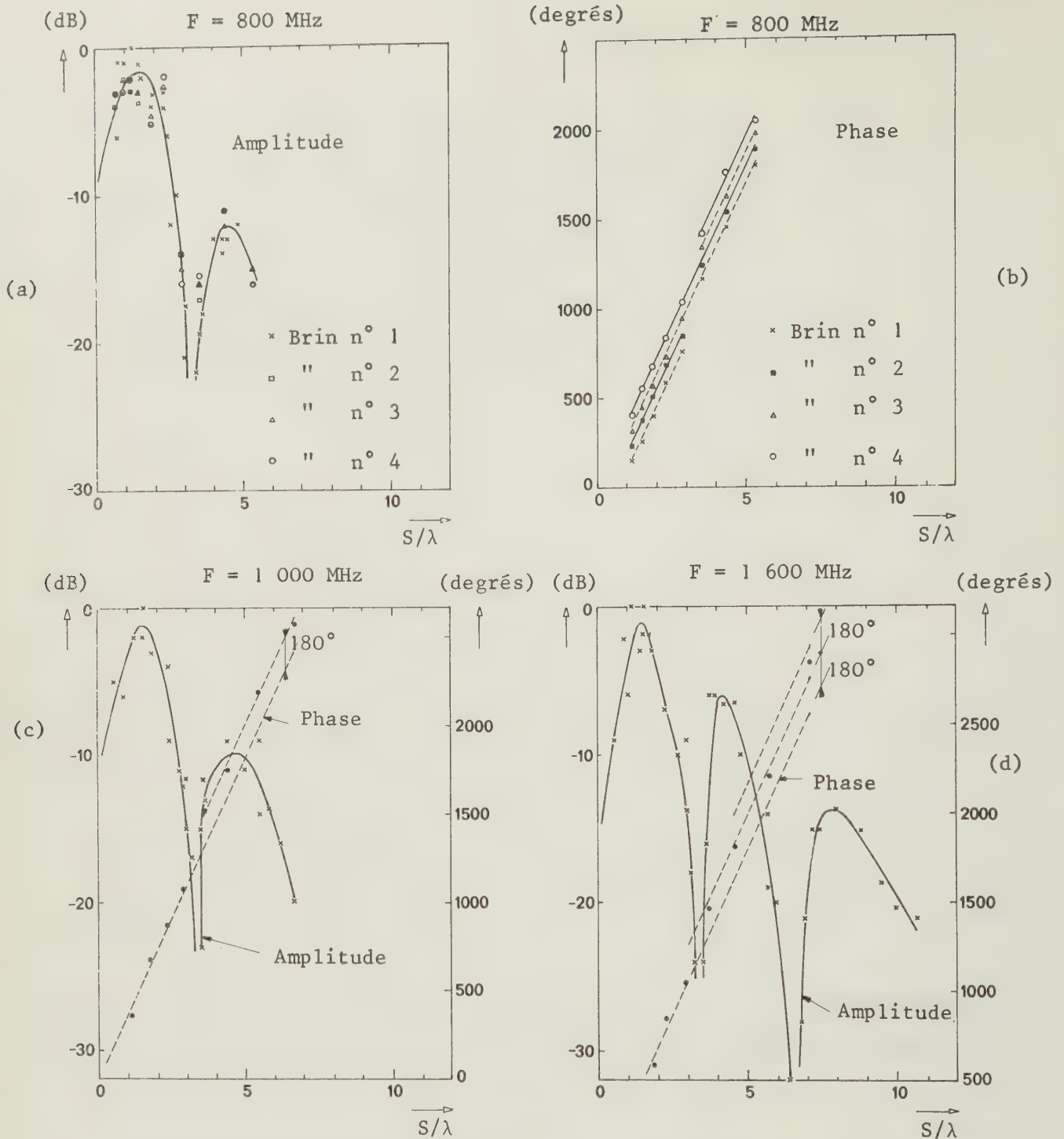
Fig. 34

R.O.S.



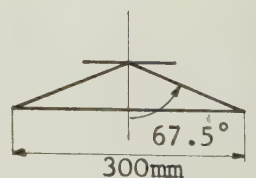
Rapport d'ondes stationnaires de l'impédance de rayonnement rapportée à 100Ω , d'une paire de spirales diamétralement opposées correspondant à une antenne encastrée de configuration C(180, 180, 0, 37, 400), en fonction de la fréquence.

Fig. 35

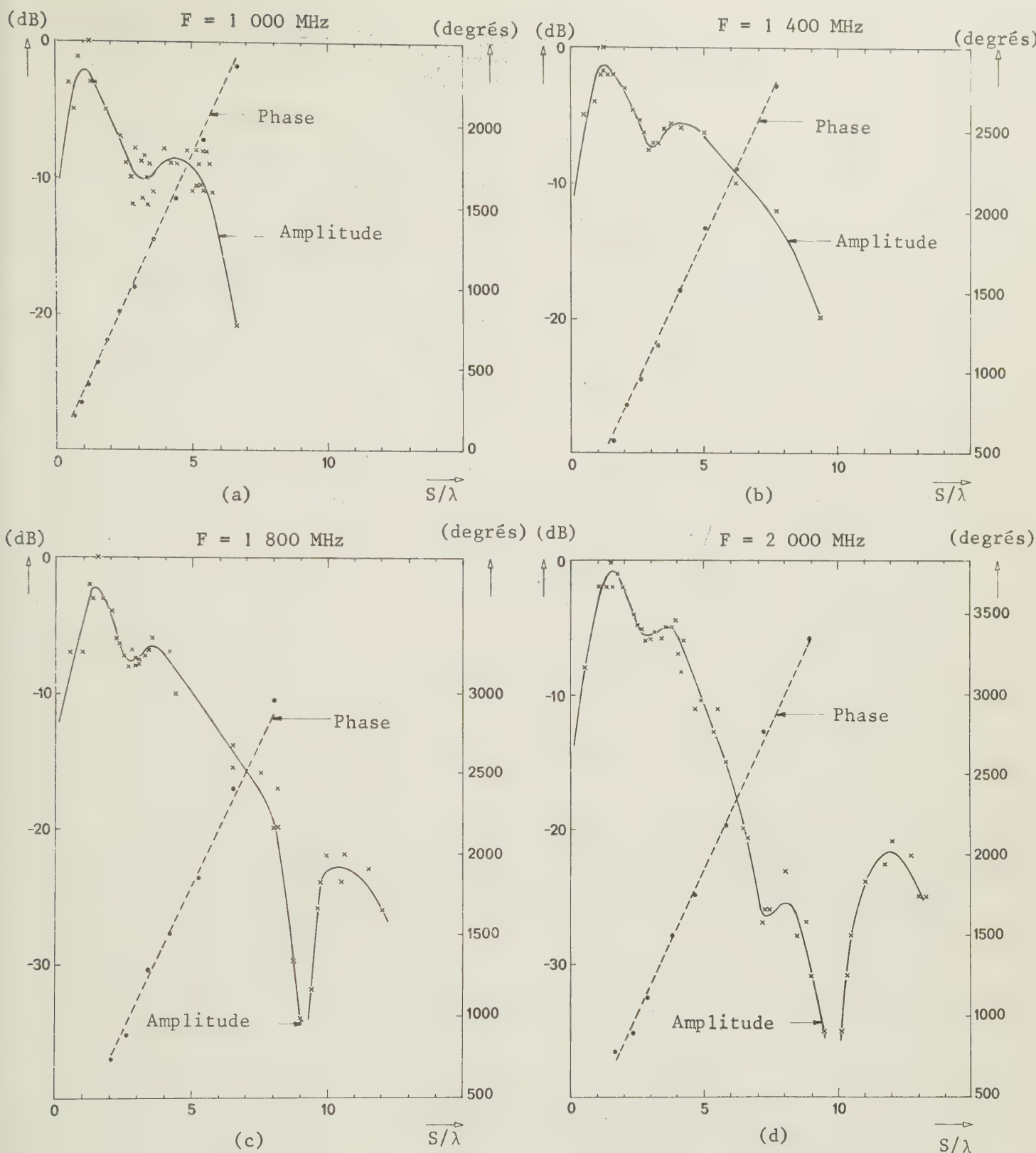


- (a), (b) : A cette fréquence (800 MHz) les points de mesure sur les quatre spirales ont été représentés.
- (a) — : Courbe moyenne de l'amplitude le long d'un brin.
- (b) —, --- : Les droites, équidistantes de 90° , représentent des phases correspondant à une propagation à la vitesse de la lumière.

- (c, d)
- * * * Points de mesure de l'amplitude.
 - Courbe moyenne de l'amplitude.
 - • • Points de mesure de la phase.
 - Phase correspondant à une propagation à la vitesse de la lumière : les droites sont distantes de 180° .



Amplitude (dB) et phase (degrés) du courant le long d'un brin rayonnant d'une antenne isolée correspondant à un cône réflecteur de base de diamètre 300 mm et de demi-angle au sommet $\theta = 67.5^\circ$, en fonction de l'abscisse curviligne rapportée à la longueur d'onde (S/λ), pour trois fréquences.



- x x x Points de mesure de l'amplitude.
- Courbe moyenne de l'amplitude.
- ... Points de mesure de la phase.
- Phase correspondant à une propagation à la vitesse de la lumière.

Amplitude (dB) et phase (degrés) du courant le long d'un brin rayonnant d'une antenne encastrée de configuration C(140, 140, 0, 29, 440) en fonction de l'abscisse curviligne rapportée à la longueur d'onde (S/λ) pour quatre fréquences.

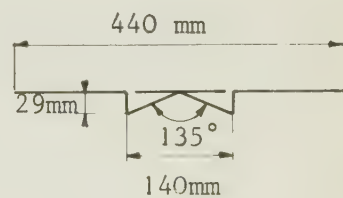
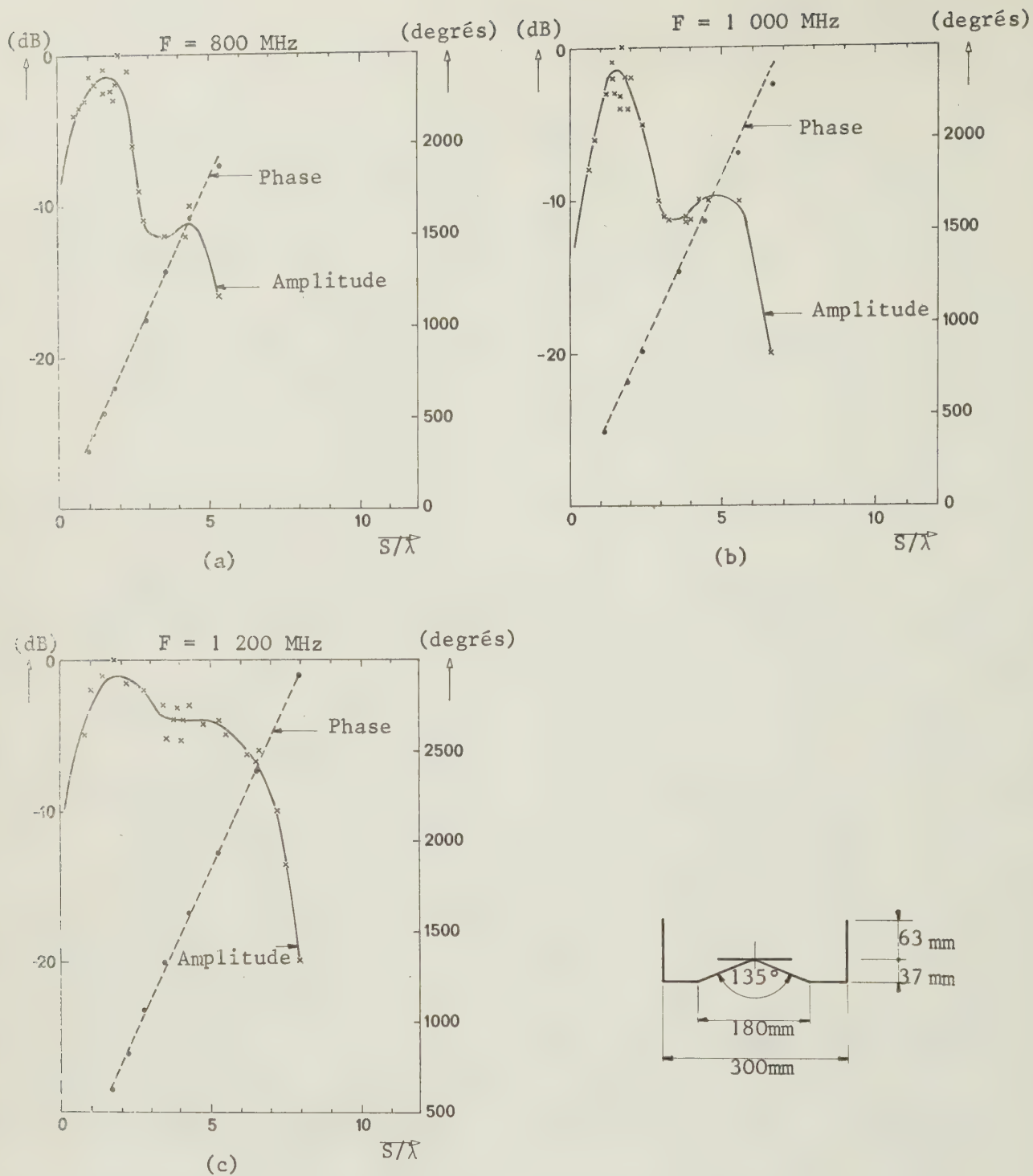


Fig. 37



x x x Points de mesure de l'amplitude.

— Courbe moyenne de l'amplitude.

. . . Points de mesure de la phase.

----- Phase correspondant à une propagation à la vitesse de la lumière.

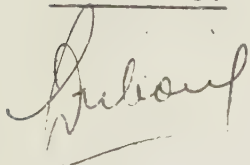
Amplitude (dB) et phase (degrés) du courant le long d'un brin rayonnant d'une antenne encastrée de configuration C(180, 300, 63, 37, 300) en fonction de l'abscisse curviligne rapportée à la longueur d'onde (S/λ) pour trois fréquences.

Fig. 38

V U

Le Président de la Thèse

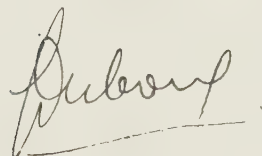
G. DUBOST



V U

Le Directeur de Thèse

G. DUBOST

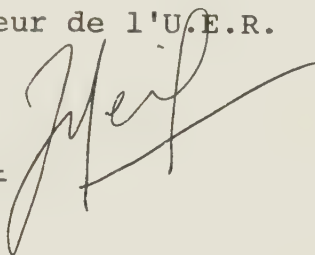


V U et APPROUVE

RENNES, le 13 Février 1975

Le Directeur de l'U.E.R.

J. MEINNEL



V U et PERMIS D'IMPRIMER N° 161 C

RENNES, le 23 Mai 1975

Le Président de l'Université de RENNES,

C. CHAMPAUD

